

10/538921
PCT/JP03/15900

日 本 国 特 許 庁
JAPAN PATENT OFFICE

11.12.03

別紙添付の書類に記載されている事項は下記の出願書類に記載されている事項と同一であることを証明する。

This is to certify that the annexed is a true copy of the following application as filed with this Office.

出 願 年 月 日
Date of Application: 2002年12月12日

出 願 番 号
Application Number: 特願2002-360426
[ST. 10/C]: [JP2002-360426]

出 願 人
Applicant(s): 日本精工株式会社

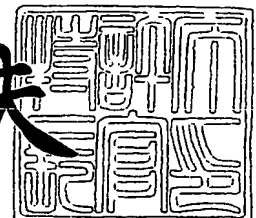
RECEIVED	
06 FEB 2004	
WIPO	PCT

PRIORITY DOCUMENT
SUBMITTED OR TRANSMITTED IN
COMPLIANCE WITH
RULE 17.1(a) OR (b)

2004年 1月22日

特許庁長官
Commissioner,
Japan Patent Office

今井康夫



BEST AVAILABLE COPY

出証番号 出証特2003-3112374

【書類名】 特許願

【整理番号】 NSK0252

【提出日】 平成14年12月12日

【あて先】 特許庁長官殿

【国際特許分類】 B62D 6/00
B62D 5/04

【発明の名称】 モータ駆動制御装置および電動パワーステアリング装置

【請求項の数】 6

【発明者】

【住所又は居所】 群馬県前橋市鳥羽町78番地 日本精工株式会社内

【氏名】 タ カオ ミン

【発明者】

【住所又は居所】 群馬県前橋市鳥羽町78番地 日本精工株式会社内

【氏名】 江 春浩

【発明者】

【住所又は居所】 群馬県前橋市鳥羽町78番地 日本精工株式会社内

【氏名】 遠藤 修司

【特許出願人】

【識別番号】 000004204

【氏名又は名称】 日本精工株式会社

【代理人】

【識別番号】 100078776

【弁理士】

【氏名又は名称】 安形 雄三

【選任した代理人】

【識別番号】 100114269

【弁理士】

【氏名又は名称】 五十嵐 貞喜

【選任した代理人】

【識別番号】 100093090

【弁理士】

【氏名又は名称】 北野 進

【手数料の表示】

【予納台帳番号】 010836

【納付金額】 21,000円

【提出物件の目録】

【物件名】 明細書 1

【物件名】 図面 1

【物件名】 要約書 1

【プルーフの要否】 要

【書類名】 明細書

【発明の名称】

モータ駆動制御装置および電動パワーステアリング装置

【特許請求の範囲】

【請求項 1】 3 以上の相を有するモータのモータ駆動制御回路において、
前記モータの回転速度および前記モータのロータ位置を算出するモータ位置推定回路と、
前記モータ位置推定回路から算出されたモータの回転速度およびロータ位置に基づきベクトル制御するベクトル制御回路と、
前記モータを矩形波制御する矩形波制御回路と、
前記 2 つの制御回路を切り替えるための切替えスイッチと、
前記切替えスイッチの切替えの判定基準となる設定回転速度 N を有するレベル検出回路と、を有し、
前記モータ位置推定回路から算出されたモータの回転速度が前記設定回転速度 N より高速の時は、前記ベクトル制御回路で制御し、前記設定回転速度 N より低速の時は、前記矩形波制御回路で制御するように前記切替えスイッチを切り替えて制御することを特徴とするモータ駆動制御装置。

【請求項 2】 前記レベル検出回路は、前記設定回転速度が異なる設定回転速度 N_1 および N_2 (ただし $N_1 > N_2$) から成り、前記モータの回転速度が上昇過程において前記設定回転速度 N_1 を越えて高速の時は、前記矩形波制御回路から前記ベクトル制御回路で制御するように前記切替えスイッチを切り替え、前記モータの回転速度が下降過程において前記設定回転速度 N_2 を越えて低速の時は、前記ベクトル制御回路から前記矩形波制御回路で制御するように前記切替えスイッチを切り替えるようなヒステリシス特性を有する請求項 1 に記載のモータ駆動制御装置。

【請求項 3】 前記モータ位置推定回路が少なくともホールセンサを用いて構成される請求項 1 又は請求項 2 に記載のモータ駆動制御装置。

【請求項 4】 前記モータがブラシレス DC モータである請求項 1 乃至請求項 3 の

いずれかに記載のモータ駆動制御装置。

【請求項5】前記モータの電流が台形波電流である請求項1乃至請求項4のいずれかに記載のモータ駆動制御装置。

【請求項6】請求項1乃至請求項5のいずれかに記載のモータ駆動制御装置が用いられる電動パワーステアリング装置。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【発明の属する技術分野】

本発明は、電動パワーステアリング装置に用いられるモータの駆動制御装置の改良に関する。

【0002】

【従来の技術】

従来、電動パワーステアリング装置に使用されるモータの駆動制御方式、例えばモータの駆動制御方式として、ロータの回転位置に基づいて、制御器からインバータを介して回転磁界を発生させ、ロータの回転を駆動制御させるようにしたベクトル制御が採用される。すなわち、ベクトル制御は、ロータの外周面に所定角度の間隔で配された複数の励磁コイルに、ロータ位置に応じて制御回路によって各励磁コイルの励磁を順次切り換えることにより、ロータの回転駆動を制御するようになっている。

【0003】

この種のベクトル制御は、例えば特許文献1などに開示されている。図4は、モータの駆動制御を示す回路構成である。

【0004】

同図において、モータの制御指令値を決定する指令電流決定部51から、P I制御部52、2相／3相座標変換部53、PWM制御部54、インバータ55を介してモータ56に至る指令信号の主経路が形成されている。また、インバータ55とモータ56との間に電流センサ57が配され、該電流センサ57で検出された信号を、指令電流決定部51とP I制御部52との間に配された減算回路5

8にフィードバックさせるフィードバック経路が形成されている。このフィードバック経路には、3相/2相座標変換部59が配されている。

【0005】

この制御系により、指令電流決定部51では、トルクセンサで検出されたトルク指令値 T_{ref} や、位置検出センサ11で検出されたロータの回転角度 θ と電気角速度 ω を受け、指令電流 I_{dref} 、 I_{qref} が決定される。この指令電流 I_{dref} 、 I_{qref} は、それぞれ、電流センサ57で検出された後、フィードバック経路の3相/2相座標変換部59で2相に変換されたフィードバック電流によって補正される。すなわち、フィードバック電流 I_d 、 I_q と、電流指令値 I_{dref} 、 I_{qref} との誤差が、減算回路58で演算される。その後、PI制御部52で、PWM制御のデューティを示す信号が d 、 q 成分の形で V_d 、 V_q として算出され、2相/3相変換部53によって、 d 、 q 成分から、各相成分 V_a 、 V_b 、 V_c に逆変換される。そして、インバータ55は、指令値 V_a 、 V_b 、 V_c に基づいてPWM制御され、モータ56にインバータ電流が供給されてモータ56の回転を制御するようになっている。

【0006】

なお、61は車速センサ回路で、62は感應領域判定回路で、63は係数発生回路で、64は基本アシスト力計算回路で、65は戻し力計算回路で、66は電気角変換で、67は角速度変換で、68は非干渉制御補正值計算である。

【0007】

このベクトル制御の場合、トルク指令値 T_{ref} および ω 、 θ に基づいて電流指令値 I_{dref} 、 I_{qref} が決定される。また、モータのフィードバック電流 I_a 、 I_b 、 I_c が I_d 、 I_q に変換され、その後、 I_d および I_q と、 I_{dref} および I_{qref} との誤差が演算され、その誤差がPI制御による電流制御を実行することによってインバータへの指令値 V_d 、 V_q が求められる。そして、 V_d 、 V_q の指令値が再び3相の指令値 V_a 、 V_b 、 V_c に逆変換されインバータ55が制御され、モータ56の駆動制御を行うようになっている。

【0008】

このようなベクトル制御を用いたモータ駆動装置には、モータ1が低速回転の

時もモータの位置を正しく検出するために、特許文献2にも記載があるように位置検出センサ11としてレゾルバやエンコーダを用いる必要がある。正しく位置検出ができない状態でベクトル制御するとモータのトルクリップルが大きくなり、電動パワーステアリング装置としてはハンドルの操舵に振動などの違和感を感じたり、モータ騒音が大きいなどの不具合が発生する。

【0009】

【特許文献1】

特開2001-18822号公報（第3頁、図1）

【0010】

【特許文献2】

特開2001-187578号公報（第2頁、図2）

【0011】

【発明が解決しようとする課題】

上述したようにベクトル制御を用いてモータを制御するためには、モータの位置を正しく検出する必要があるが、レゾルバやエンコーダは高価な部品であるために電動パワーステアリング装置を安価に製作するときの障害となる。

【0012】

そこで、本発明の目的は、上記諸点に鑑み、安価なモータ位置推定回路を用いるにも関わらず、モータ制御として優れたベクトル制御を利用できるモータ駆動制御装置を提供し、電動パワーステアリング装置にあつては、ハンドル操作が通常のハンドル操作であっても、緊急避難のための高速切替え操舵であっても、ハンドル操舵に違和感のない、またモータ騒音が大きい電動パワーステアリング装置を提供することにある。

【0013】

【課題を解決するための手段】

本発明は、3以上の相を有するモータのモータ駆動制御回路およびそれを用いた電動パワーステアリング装置に関し、前記モータの回転速度および前記モータのロータ位置を算出するモータ位置推定回路と、前記モータ位置推定回路から算出されたモータの回転速度およびロータ位置に基づきベクトル制御するベクトル

制御回路と、

前記モータを矩形波制御する矩形波制御回路と、前記2つの制御回路を切り替えるための切替えスイッチと、前記切替えスイッチの切替えの判定基準となる設定回転速度 N を有するレベル検出回路と、を有し、前記モータ位置推定回路から算出されたモータの回転速度が前記設定回転速度 N より高速の時は、前記ベクトル制御回路で制御し、前記設定回転速度 N より低速の時は、前記矩形波制御回路で制御するように前記切替えスイッチを切り替えて制御することによって達成される。また、前記レベル検出回路は、前記設定回転速度が異なる設定回転速度 $N1$ および $N2$ （ただし $N1 > N2$ ）から成り、前記モータの回転速度が上昇過程において前記設定回転速度 $N1$ を越えて高速の時は、前記矩形波制御回路から前記ベクトル制御回路で制御するように前記切替えスイッチを切り替え、前記モータの回転速度が下降過程において前記設定回転速度 $N2$ を越えて低速の時は、前記ベクトル制御回路から前記矩形波制御回路で制御するように前記切替えスイッチを切りかえるようなヒステリシス特性を有することによって達成される。また、前記モータ位置推定回路が少なくともホールセンサを用いて構成されることによって達成される。また、前記モータがブラシレスDCモータであることによって達成される。また、前記モータの電流が台形波電流であることによって達成される。

【0014】

【発明の実施の形態】

以下、図面を参照しながら、本発明の実施形態を説明する。

【0015】

本実施形態では、3相ブラシレスDCモータに適用した場合を例として説明するが、本発明はこれに限定されるものではなく、他のモータについても同様に本発明を適用することができる。

【0016】

図1において、本発明の実施例に係る3相ブラシレスDCモータ1は、円筒形のハウジング2と、このハウジング2の軸心に沿って配設され、軸受3a、3bにより回転自在に支持された回転軸4と、この回転軸4に固定されたモータ駆動

用の永久磁石 5 と、この永久磁石 5 を包囲するようにハウジング 2 の内周面に固定され、かつ 3 相の励磁コイル 6 a、6 b および 6 c が巻き付けられた固定子（以下、ステータという）6 とを具備し、回転軸 4 および永久磁石 5 によって回転子（以下、ロータという）7 を構成している。このロータ 7 の回転軸 4 の一端近傍には、位相検出用のホールセンサ 48-1、48-2、48-3 が設置されている。

【0017】

そして、モータ 1 の駆動制御は、台形波電流を用いて制御する。ここで、台形波電流で制御するのは、正弦波電流と比較すると、電流ピーク値が同じであれば、台形波電流の方が実効値が大きくなるため、大きな出力値（パワー）を得ることができる。その結果、同性能のモータを製作する場合、制御信号として台形波を用いた方が、モータの小型化を図れるという長所がある。その反面、台形波電流による制御は、正弦波電流による制御に比べて、トルクリップルを小さくするのが困難であるという短所もある。

【0018】

このような条件の下での、上述した課題を解決するための本発明の実施例を図 2 を用いて説明する。

【0019】

本発明のポイントを述べると、エンコーダやレゾルバと比較して分解能の極めて低い安価なホールセンサなどを用い、かつホールセンサの数も少なく構成していることが一つのポイントである。別のポイントはモータの回転数が高速の時はホールセンサにより構成されたモータ位置推定回路であっても比較的正しくロータの位置を推定できるのでベクトル制御を用い、回転数が低速になり、ホールセンサより得られる時間当たりの信号が少なくなり位置推定の誤差が大きくなった時は、モータの位置推定を必要としない、例えば 120 度通電制御などの矩形波制御に切り替えて制御するということである。

【0020】

以下、図 2 を用いて、まず本発明の実施例の構成について説明する。

【0021】

図2において、モータ1には3個のホールセンサ48-1, 48-2, 48-3が配されており、該ホールセンサからのホール信号が位置推定回路41に入力される。このホールセンサ48-1, 48-2, 48-3と位置推定回路41でモータ位置推定回路を構成している。このモータ位置推定回路は従来より色々提案されており、例えば、特開2002-272163などに記載されている。このモータ位置推定回路の性能により後述するモータ1の切替え回転速度が決定される。次に位置推定回路41からの出力信号である、前記モータの回転速度としてのモータ1の電気角速度 ω_e 、およびロータ位置としてのロータ7の回転角度 θ_e がベクトル制御回路100に入力される。また、モータ1の電気角速度 ω_e はローパスフィルタ（以下LPFと記す）49を介してレベル検出回路42に入力される。レベル検出回路42には検出基準となる設定回転速度Nを示す設定器43の信号も入力される。

【0022】

一方、矩形波制御回路45には、ホールセンサ48-1, 48-2, 48-3より直接信号が入力され、位置推定回路41の出力が使用されていない点に注目すべきである。つまり、モータ1の回転速度が低速になって位置推定回路41の出力誤差が大きくなっても矩形波制御回路45は影響を受けないことである。

【0023】

一方、モータ1を制御する電流基準値 I_{aref} , I_{bref} , I_{cref} を算出する回路としてはベクトル制御回路100の他に、矩形波制御回路45が配され、前記レベル検出回路42の切替え信号により前記ベクトル制御回路100の算出した電流基準値 I_{avref} , I_{bvref} , I_{cvref} と矩形波制御回路45の算出した電流基準値 I_{asref} , I_{bsref} , I_{csref} を選択する切替えスイッチ44が配され、切替えスイッチ44の出力は電流制御回路46に入力されている。電流制御回路46の出力がPWM制御回路30の入力となり、PWM制御回路30の後にインバータ31が、インバータ31の後にモータ1が配されている。なお、モータ1とインバータ31の間に電流検出回路32-1, 32-2, 32-3が配され、モータ電流 I_a , I_b , I_c を検出し、電流制御回路46にフィードバック制御されている。

【0024】

ここで矩形波制御回路45とベクトル制御回路100の内部構成であるが、矩形波制御回路45は従来より良く知られており、例えば特願2001-168151にも記載されている。そして、矩形波制御の特徴としてホールセンサ信号を用い、ロータの位置推定を必要としないので、ホールセンサによる位置推定誤差が大きくなっても矩形波制御に問題はない。

【0025】

一方、ここで用いるベクトル制御回路は上述したブラシレスDCモータを台形波で制御した時にトルクリプル制御に優れたベクトル制御なので、以下、図3を用いて詳細に説明する。

【0026】

ベクトル制御回路100において、ベクトル制御の優れた特性を利用してベクトル制御d、q成分の電流指令値を決定した後、この電流指令値を各相電流指令値に変換するとともに、フィードバック制御部でd、q制御ではなく、全て相制御で閉じるような構成にした。よって、電流指令値を算出する段階ではベクトル制御の理論を利用しているので、本制御方式を擬似ベクトル制御(Pseudo Vector Control。以下、PVC制御と記す)と呼ぶ。

【0027】

このPVC制御を用いたモータ駆動制御装置は、図3に示すように、ベクトル制御回路からの電流指令値 I_{avref} 、 I_{bvref} 、 I_{cvref} とモータ相電流 I_a 、 I_b 、 I_c とに基づいて各相電流誤差を求める減算回路20-1、20-2、20-3および比例積分制御を行うPI制御回路21とを備え、PWM制御部30のPWM制御によってインバータ31からモータ1に各相指令電流が供給され、モータ1の回転駆動を制御するようになっている。

【0028】

なお、電流制御回路46は、前記モータの各相の相電流指令値 I_{avref} 、 I_{bvref} 、 I_{cvref} とモータ相電流 I_a 、 I_b 、 I_c とから各相電流誤差を求める減算回路20-1、20-2、20-3とその各相電流誤差を入力とするPI制御部21から構成されている。また、インバータ31とモータ1との

間に、モータ電流検出回路として電流検出回路32-1、32-2、32-3が配され、該電流検出回路32-1、32-2、32-3で検出したモータの各相電流 I_a 、 I_b 、 I_c を減算回路20-1、20-2、20-3に供給するフィードバック回路Bが形成されている。

【0029】

そして、ベクトル制御回路100は、各相逆起電圧算出回路としての換算回路101と、d、q電圧算出回路としての3相/2相変換回路102と、 I_{qref} を算出するq軸指令電流算出回路103と、各相電流指令算出回路としての2相/3相変換回路104と、 I_{dref} を算出するd軸指令電流算出回路105とトルク指令値 T_{ref} から該モータのベース角速度 ω_b を換算する換算回路106とを備え、位置推定回路41によって算出されたロータ7の回転角度 θ_e と電気角速度 ω_e とからなるロータ位置検出信号と、図示しないトルクセンサで検出されたトルクに基づいて決定されたトルク指令値 T_{ref} を受け、ベクトル制御による相指令値信号を算出するようになっている。

【0030】

これにより、モータ1の駆動制御は以下のように行われる。

【0031】

先ず、ベクトル制御回路100で、位置推定回路41より得られたロータの回転角度 θ_e と電気角速度 ω_e を受け、換算回路101の換算表に基づいて、各相の逆起電圧 e_a 、 e_b 、 e_c が算出される。次に、逆起電圧 e_a 、 e_b 、 e_c は、d-q電圧算出回路としての3相/2相変換回路102で、数1および数2の式に基づいて、d、q成分の e_d 、 e_q に変換される。

【0032】

【数1】

$$\begin{bmatrix} ed \\ eq \end{bmatrix} = C1 \begin{bmatrix} ea \\ eb \\ ec \end{bmatrix}$$

【数2】

$$C1 = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} -\cos(\theta_e) & -\cos(\theta_e - 2\pi/3) & -\cos(\theta_e + 2\pi/3) \\ \sin(\theta_e) & \sin(\theta_e - 2\pi/3) & \sin(\theta_e + 2\pi/3) \end{bmatrix}$$

また、d軸電流 I_{dref} は、 ω_b 、 ω_e 、および T_{ref} を入力として、 I_{dref} 算出回路105で求められる。ただし、 K_t はトルク係数、 ω_b はモータのベース角速度で、 ω_b はトルク指令値 T_{ref} を入力として換算回路106で求めている。すなわち、

【数3】

$I_{dref} = -|T_{ref}/K_t| \sin(\arccos(\omega_b/\omega_m))$
 である。数3の式に表わされるように I_{dref} はモータの回転速度によって変化するため、高速度回転時の制御が可能である。

【0033】

一方、q軸電流 I_{qref} は、q軸指令電流算出回路103によって、 ed 、 eq 、 ω_e および I_{dref} を入力として、数4に基づいて算出される。すなわち、

【数4】

$$I_{qref} = 2/3 (T_{ref} \times \omega_m - ed \times I_{dref}) / eq$$

ここで ω_m はモータの機械角速度、 ω_e は電気角速度、 P はロータの極対数で $\omega_e = \omega_m \times P$ である。

【0034】

上記の式に表わされるように I_{qref} は、モータの出力は電力に相当するというモータの出力方程式から導びかれているため、即座に演算ができる。従って、トルクリップルを最小にする制御が可能となる。

【0035】

この電流指令値 I_{dref} 、 I_{qref} は、各相電流指令値算出回路としての2相/3相変換回路104で、数5に示すように各相の電流指令値 I_{avref} 、 I_{bvref} 、 I_{cvref} に変換される。この添え字は、例えば I_{avref} の $avref$ は、ベクトル制御によって決定された a 相の電流指令値が表わされる。

【0036】

なお、行列式 C2 は数6に示すようにモータの回転角度 θ_e によって決定される定数である。

【0037】

【数5】

$$\begin{bmatrix} I_{avref} \\ I_{bvref} \\ I_{cvref} \end{bmatrix} = C2 \begin{bmatrix} I_{dref} \\ I_{qref} \end{bmatrix}$$

【数6】

$$C2 = \begin{bmatrix} -\cos(\theta_e) & \sin(\theta_e) \\ -\cos(\theta_e - 2\pi/3) & \sin(\theta_e - 2\pi/3) \\ -\cos(\theta_e + 2\pi/3) & \sin(\theta_e + 2\pi/3) \end{bmatrix}$$

そして、電流検出回路32-1, 32-2, 32-3で検出されたモータの各相電流 I_a , I_b , I_c と各相電流指令値 I_{avref} , I_{bvref} , I_{cvref} を減算回路20-1, 20-2, 20-3で引き算を実施し、各々の誤差を

算出する。次に、各相電流の誤差をPI制御回路21で制御してインバータ31の指令値、即ちPWM制御回路30のデューティを表わす電圧値 V_a , V_b , V_c が算出され、その値に基づいてPWM制御回路30がインバータ31をPWM制御し、モータ1は駆動され、所望のトルクが発生する。以上でベクトル制御回路100に関する説明を終了する。

【0038】

ここから第1の発明の実施例に関する作用について図2を用いて説明する。

【0039】

まず、モータ1の回転速度が設定回転速度 N 、例えば500rpmより高速である場合、ホールセンサ48-1, 48-2, 48-3から得られるホール信号は時間当たりの信号の点数が多いので、位置推定回路41は正しくモータ1の電気角速度 ω_e およびロータ7の回転角度 θ_e を検出できる。ここで、レベル検出回路42の入力にLPF49を配している。その理由は、LPF49の作用によって位置推定回路41の出力信号のノイズを除去してレベル検出回路42の判定がチャタリングを起こすのを防止するためである。レベル検出回路42は、モータの回転速度が設定器43に示す500rpm以上であるので、切替えスイッチ44をベクトル制御回路100と電流制御回路46を連結するようにする。上述したようにモータ1の電気角速度 ω_e およびロータ7の回転角度 θ_e が正しく検出できれば、ベクトル制御回路100は正しい電流基準値 I_{avref} , I_{bvref} , I_{cvref} を算出する。よって、切替えスイッチ44を通して電流制御回路46には電流基準値 I_{avref} , I_{bvref} , I_{cvref} が入力され、電流検出回路32-1, 32-2, 32-3より検出されたモータ電流 I_a , I_b , I_c のフィードバック電流とを比較してフィードバック制御される。電流制御回路46の出力信号によりPWM制御回路30はインバータ31のデューティ比を決定し、インバータ31はそのデューティ比に従ってモータ1を制御する。この制御はモータ回転速度が高速の時なのでホールセンサ42からの時間当たりの信号数が十分多く正しく検出できるので、ベクトル制御も正しく制御できている。

【0040】

次に、モータ回転速度が低速になり、500rpmより低速になると、ホールセンサ48より得られる時間当たりのホールセンサ信号がベクトル制御20を正しく制御できるほど数多く選られなくなる。しかし、設定器43が示す500rpmよりホールセンサ48より得られる回転速度が少ないのでレベル検出回路43は、電流制御回路46と矩形波制御回路45を連結するように切替えスイッチ44を切り替え制御する。ここで、注目すべきは、矩形波制御回路45は位置推定回路41の出力信号を使用しておらず、ホールセンサ48-1, 48-2, 48-3のホールセンサ信号が直接、矩形波制御回路45に入力されている点である。よって、位置推定回路41の出力が不正確になっても矩形波制御回路45が算出する電流指令値 I_{asref} , I_{bsref} , I_{csref} は影響されなく正しい電流指令値を算出できる。また、指摘しておくべき点として、矩形波制御はモータが高速回転の時はトルクリップルが小さくなるように制御するのは困難であるが、低速回転のときは、特願2001-168151で開示した制御を用いれば、トルクリップルを小さく制御できるので、モータ1の回転が500rpm以下のようなときはモータのトルク制御になんら問題はない。電流制御回路46から後の制御は電流指令値 I_{asref} , I_{bsref} , I_{csref} に基づいて正しくトルク制御される。

【0041】

以上説明したように、本実施例を用いれば、モータが高速の時も、低速の時もトルクリップル制御を正しくでき、電動パワーステアリング装置のハンドル操舵はいかなるときも違和感なく操作できる効果が得られる。

【0042】

なお、設定回転速度 N は、ホールセンサの数と位置推定回路41の性能によって決定される。性能が良ければ N は小さくなり、性能が悪ければ N は大きくなる。ホールセンサの数を多くすれば正しく検出できる範囲は広くなるがコストが高くなる。

【0043】

図4は第1の発明の変形例である。図2の矩形波制御回路45とベクトル制御回路100の出力である電流指令値を各相電流 I_a , I_b , I_c としたが、一般

的なベクトル制御はd、q軸成分を用いた電流指令値 I_{dref} 、 I_{qref} を用いるが、この変形例は図5が示すように矩形波制御回路45-2およびベクトル制御回路100-2の出力をd、q成分で出力している。またモータ検出電流 I_a 、 I_b 、 I_c も3相/2相変換回路47-1で I_d 、 I_q に変換してフィードバックしている。そして、電流指令値 I_{dref} と I_{qref} とフィードバック電流 I_d 、 I_q を入力とし、電流制御回路46-1まではd、q軸による制御をして、最後にPWM制御回路30の入力で2相/3相変換回路47-2でd、q成分からa、b、c相成分に逆変換してインバータ31を制御しても同じ効果が得られる。

【0044】

第2の発明について、以下説明する。

【0045】

上述した第1の発明では切替えスイッチ44の切替えを決めるモータの回転速度をNと一つに設定したが、切替え回転速度が一つの場合、回転速度N付近でベクトル制御と矩形波制御が頻繁に切替り、ハンドル操作に違和感を生じさせる可能性がある。そこで、このような好ましくない現象を避けるために切替えにヒステリシスを利用し、モータ回転速度が低速から高速へ変化する場合の切替え回転速度 N_1 と高速から低速へ変化する切替え回転速度 N_2 の2種類の設定回転速度を設ければ、上記のようなチャタリング現象は避けることができる。

【0046】

図5を用いて、第2の発明の実施例を説明する。

【0047】

本実施例では、 N_1 を650rpmとし、 N_2 を500rpmとして説明する。

【0048】

まず、モータ1が高速回転、例えば2000rpmから400rpmへ回転速度を落としていく場合について説明する。この場合、ホールセンサ48-1、48-2、48-3から検出されたホール信号は位置推定回路41に入力され、ヒステリシスを持ったレベル検出回路42-2において判定される際に、まず、回転速度が落ちてくる場合には、650rpmを表わす N_1 では判定されずに、設定

回路43-2が示すN2、つまり500rpmより低速になるとレベル検出回路42-2は切り返すスイッチ44を切替え、電流制御回路46をベクトル制御回路100から矩形波制御回路45へ切り替える。モータ1の低速回転時は、矩形波制御回路で制御しても、上述したようにモータのトルクは正しく制御できる。

【0049】

次に、低速回転から高速回転に向かう場合、例えば400rpmから2000rpmへ回転速度が上昇する場合は、レベル検出回路42-2は先ほど用いた回転速度N2、つまり500rpmではなく、設定回路43-1が示すN1である650rpm以上になるレベル検出回路42-2は切替えスイッチ44を切り替え、電流制御回路46が矩形波制御回路45からベクトル制御回路100へ入力を切り替えるようにする。650rpm以上であれば、位置推定回路41は充分正しいロータ7の回転角度 θ_e とモータ1の電気角速度 ω_e を検出できるのでベクトル制御回路100の電流指令値 I_{avref} , I_{bvref} , I_{cvref} に基づき制御してもモータのトルク制御を正しく制御でき、電動パワーステアリング装置は急激なハンドル操舵にも滑らかに追従できハンドル操作に違和感を感じない。また、このように制御の切替えにヒステリシス特性を有したレベル検出回路を用いれば、モータの回転速度が500rpm付近で切替えスイッチ44が交互に入り替わって矩形波制御とベクトル制御が頻繁に切り替わり、ハンドル操作に違和感が生じることを防止できる。

【0050】

【発明の効果】

以上のように、本発明に係るモータ駆動制御装置および電動パワーステアリング装置を用いれば、安価なモータ位置推定回路を用いて、モータの低速回転時のベクトル制御の短所を回避しながら、その他の広範な回転速度領域ではベクトル制御で正しくモータのトルク制御ができるモータ駆動制御装置を提供でき、さらに、ハンドル操作がスムーズで騒音の小さい電動パワーステアリング装置を提供できる効果がある。

【図面の簡単な説明】**【図 1】**

本発明の制御対象であるブラシレスDCモータを示す図である。

【図 2】

第 1 の発明の実施例の制御ブロック図である。

【図 3】

本発明のベクトル制御回路が疑似ベクトル制御である場合の制御ブロック図である。

【図 4】

第 1 の本発明の変形例の制御ブロック図である。

【図 5】

第 2 の発明の実施例の制御ブロック図である。

【図 6】

従来のエンコーダまたはレゾルバを用いたベクトル制御の制御ブロック図である。

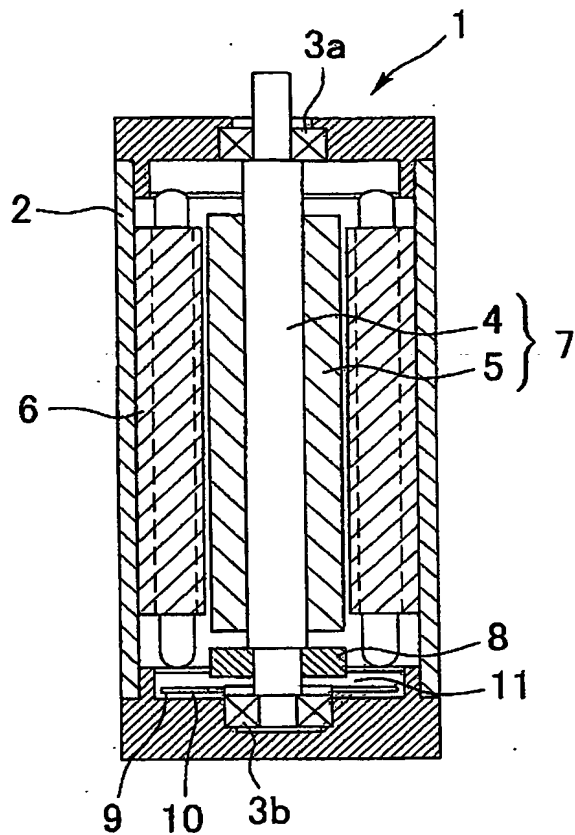
【符号の説明】

- 100 ベクトル制御回路
- 41 位置推定回路
- 42、42-2 レベル検出回路
- 43、43-1, 43-2 設定器
- 44 切替えスイッチ
- 45 矩形波制御回路
- 46 電流制御回路
- 47-2 2相/3相変換回路
- 47-1 3相/2相変換回路
- 48-1, 48-2, 48-3 ホールセンサ
- 49 ローパスフィルタ (LPF)
- 101 換算回路

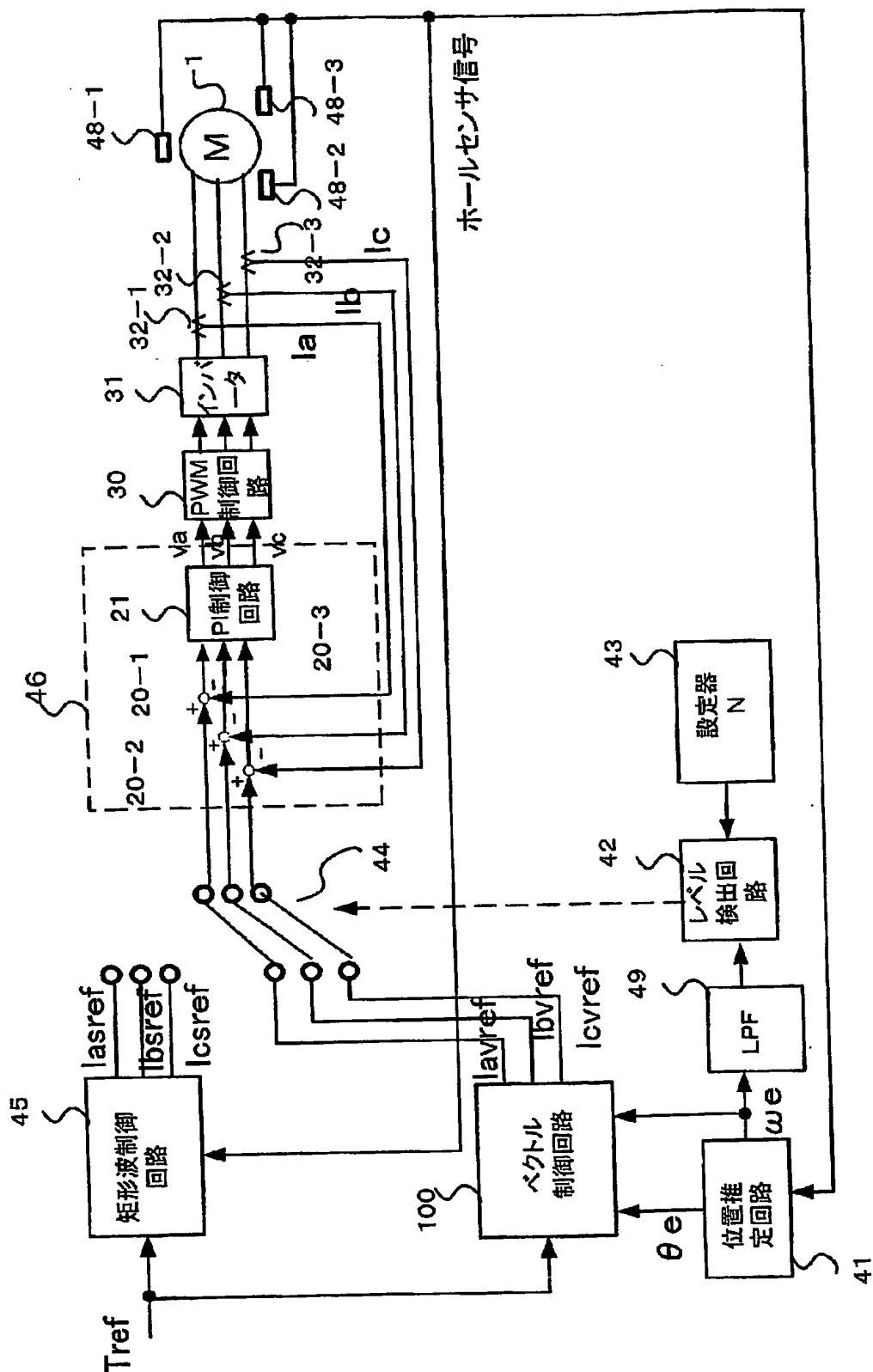
- 1 0 2 3 相 / 2 相変換回路
- 1 0 3 q 軸指令電流算出回路
- 1 0 4 2 相 / 3 相変換回路
- 1 0 5 q 軸指令電流算出回路
- 2 0 - 1, 2 0 - 2, 2 0 - 3 減算回路
- 2 1 P I 制御回路
- 3 0 P W M 制御回路
- 3 1 インバータ
- 3 2 - 1, 3 2 - 2, 3 2 - 3 電流検出器
- 1 モータ
- 2 ハウジング
- 3 a, 3 b 軸受
- 4 回転軸
- 5 永久磁石
- 6 固定子
- 7 回転子

【書類名】 図面

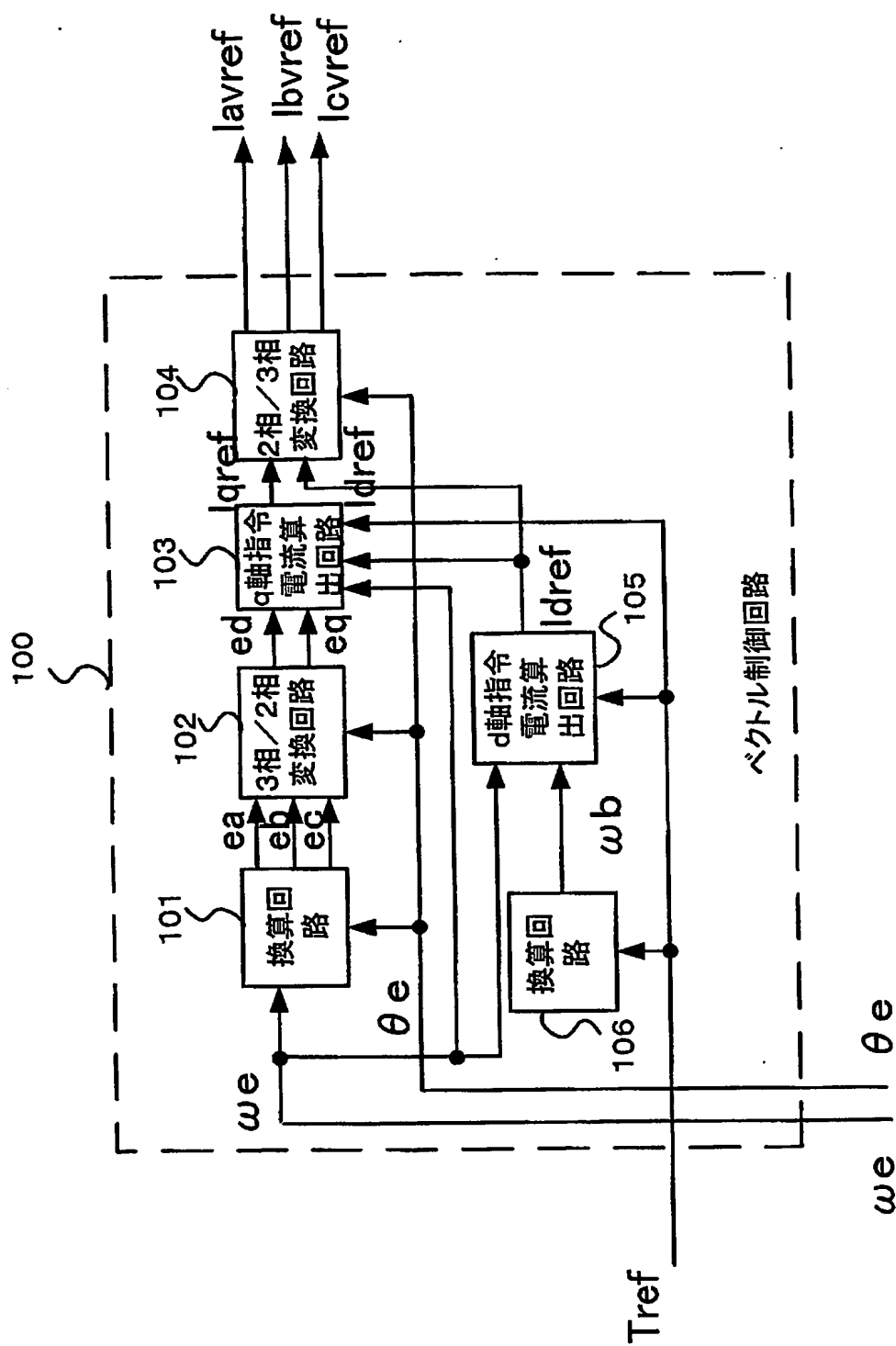
【図 1】



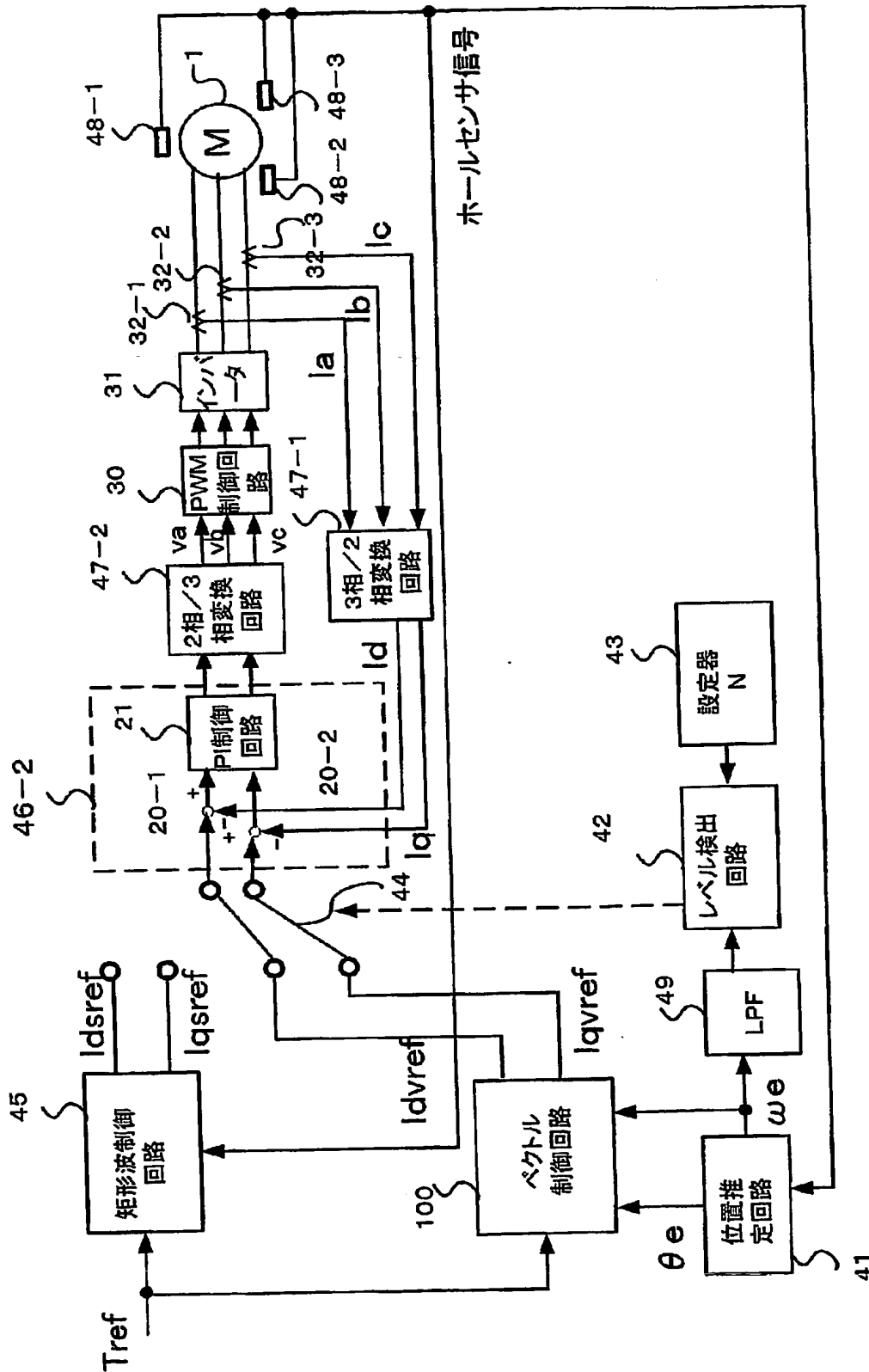
【図2】



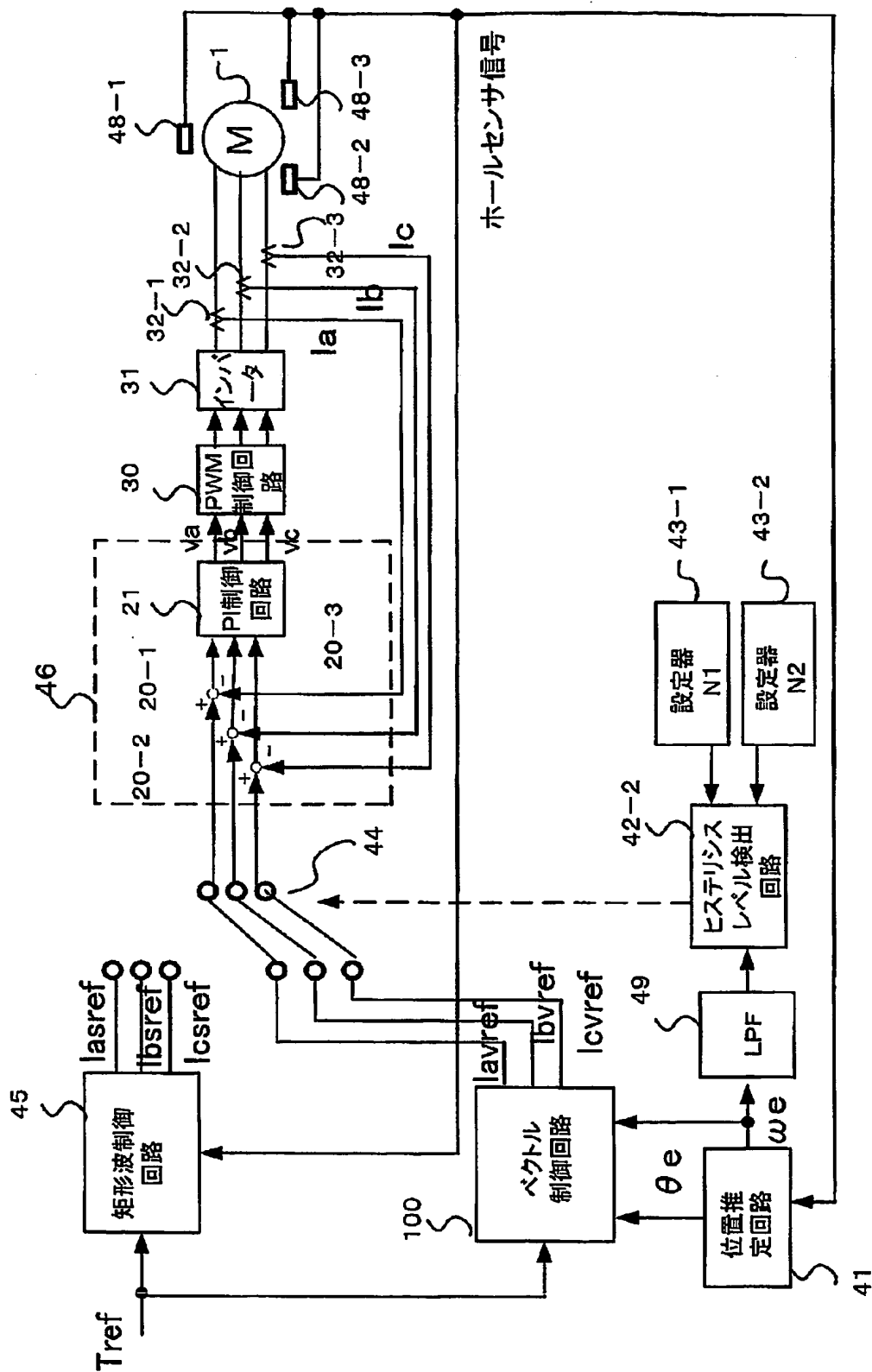
【図 3】



【図4】



【図 5】



【書類名】 要約書

【要約】

【課題】 モータの位置検出をホールセンサのような安価な部品を用いた位置推定回路でもベクトル制御を利用できるモータ駆動制御装置およびそれを用いた電動パワーステアリング装置を提供する。

【解決手段】 モータが高速回転の時は、ホールセンサを用いた位置推定回路でモータをベクトル制御し、モータの回転が低速の時は矩形波制御でモータを制御する。

【選択図】 図2

特願 2002-360426

出 願 人 履 歴 情 報

識別番号

[000004204]

1. 変更年月日
[変更理由]

住 所
氏 名

1990年 8月29日

新規登録

東京都品川区大崎1丁目6番3号

日本精工株式会社

**This Page is Inserted by IFW Indexing and Scanning
Operations and is not part of the Official Record**

BEST AVAILABLE IMAGES

Defective images within this document are accurate representations of the original documents submitted by the applicant.

Defects in the images include but are not limited to the items checked:

- ☒ **BLACK BORDERS**
- ☐ **IMAGE CUT OFF AT TOP, BOTTOM OR SIDES**
- ☒ **FADED TEXT OR DRAWING**
- ☐ **BLURRED OR ILLEGIBLE TEXT OR DRAWING**
- ☐ **SKEWED/SLANTED IMAGES**
- ☐ **COLOR OR BLACK AND WHITE PHOTOGRAPHS**
- ☐ **GRAY SCALE DOCUMENTS**
- ☐ **LINES OR MARKS ON ORIGINAL DOCUMENT**
- ☐ **REFERENCE(S) OR EXHIBIT(S) SUBMITTED ARE POOR QUALITY**
- ☐ **OTHER:** _____

IMAGES ARE BEST AVAILABLE COPY.

As rescanning these documents will not correct the image problems checked, please do not report these problems to the IFW Image Problem Mailbox.

11.12.03

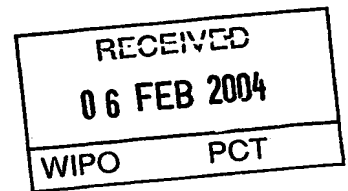
日 本 国 特 許 庁
JAPAN PATENT OFFICE

別紙添付の書類に記載されている事項は下記の出願書類に記載されている事項と同一であることを証明する。

This is to certify that the annexed is a true copy of the following application as filed with this Office.

出 願 年 月 日 2 0 0 3 年 1 月 2 4 日
Date of Application:

出 願 番 号 特 願 2 0 0 3 - 0 1 5 7 4 0
Application Number:
[ST. 10/C]: [J P 2 0 0 3 - 0 1 5 7 4 0]



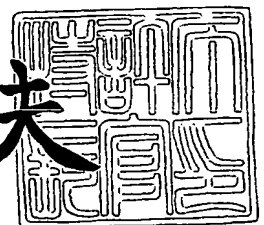
出 願 人 日本精工株式会社
Applicant(s): N S K ステアリングシステムズ株式会社

PRIORITY DOCUMENT
SUBMITTED OR TRANSMITTED IN
COMPLIANCE WITH
RULE 17.1(a) OR (b)

2 0 0 4 年 1 月 2 3 日

特許庁長官
Commissioner,
Japan Patent Office

今 井 康 夫



BEST AVAILABLE COPY

【書類名】 特許願

【整理番号】 NSK0253

【提出日】 平成15年 1月24日

【あて先】 特許庁長官殿

【国際特許分類】 B62D 6/00
B62D 5/04

【発明の名称】 モータ駆動制御装置および電動パワーステアリング装置

【請求項の数】 5

【発明者】

 【住所又は居所】 群馬県前橋市鳥羽町78番地 NSKステアリングシステムズ株式会社内

 【氏名】 タ カオ ミン

【発明者】

 【住所又は居所】 群馬県前橋市鳥羽町78番地 NSKステアリングシステムズ株式会社内

 【氏名】 江 春浩

【発明者】

 【住所又は居所】 群馬県前橋市鳥羽町78番地 NSKステアリングシステムズ株式会社内

 【氏名】 遠藤 修司

【特許出願人】

 【識別番号】 000004204

 【氏名又は名称】 日本精工株式会社

【特許出願人】

 【識別番号】 302066629

 【氏名又は名称】 NSKステアリングシステムズ株式会社

【代理人】

【識別番号】 100078776

【弁理士】

【氏名又は名称】 安形 雄三

【選任した代理人】

【識別番号】 100114269

【弁理士】

【氏名又は名称】 五十嵐 貞喜

【選任した代理人】

【識別番号】 100093090

【弁理士】

【氏名又は名称】 北野 進

【手数料の表示】

【予納台帳番号】 010836

【納付金額】 21,000円

【提出物件の目録】

【物件名】 明細書 1

【物件名】 図面 1

【物件名】 要約書 1

【プルーフの要否】 要

【書類名】 明細書

【発明の名称】 モータ駆動制御装置および電動パワーステアリング装置

【特許請求の範囲】

【請求項1】 モータをベクトル制御するためのd軸電流指令値 I_{dref} を算出するd軸指令電流算出回路と、q軸電流指令値 I_{qref} を算出するq軸指令電流算出回路と、少なくとも前記モータの角速度 ω_m を検出する角速度検出回路とを有するモータ駆動制御装置において、

前記モータのベース角速度 ω_b に α （ただし $0 < \alpha < 1$ ）を乗じた角速度（ $\alpha \times \omega_b$ ）より前記角速度 ω_m が高速である場合に、前記d軸電流指令値 I_{dref} は、前記モータのトルク指令値 T_{ref} 、前記角速度（ $\alpha \times \omega_b$ ）および前記 ω_m から導かれることを特徴とするモータ駆動制御装置。

【請求項2】 前記角速度検出回路がホールセンサを構成要素とする場合、

前記モータの角速度 ω_m および前記モータのロータ位置を算出する角速度検出回路と、前記角速度検出回路から算出されたモータの角速度 ω_m およびロータ位置に基づきベクトル制御するベクトル制御回路と、前記モータを矩形波制御する矩形波制御回路と、前記2つの制御回路を切り替えるための切替えスイッチと、前記切替えスイッチの切替えの判定基準となる設定角速度を有するレベル検出回路とを有し、

前記角速度検出回路から算出されたモータの角速度 ω_m が前記設定角速度より高速の時は、前記ベクトル制御回路で制御し、前記設定角速度より低速の時は、前記矩形波制御回路で制御するように前記切替えスイッチを切り替えて制御する請求項1に記載のモータ駆動制御装置。

【請求項3】 前記モータが3以上の相を有するブラシレスDCモータである請求項1又は2に記載のモータ駆動制御装置。

【請求項4】 前記ブラシレスDCモータのモータ電流が台形波電流である請求項3に記載のモータ駆動制御装置。

【請求項5】 請求項1乃至4のいずれかに記載のモータ駆動制御装置が用いられた電動パワーステアリング装置。

【発明の詳細な説明】**【0001】****【発明の属する技術分野】**

本発明は、3以上の相を有するモータで、特にブラシレスDCモータに適用されるモータ駆動制御装置およびそれを用いた電動パワーステアリング装置に関する。

【0002】**【従来の技術】**

従来、電動パワーステアリング装置に使用されるモータは、一般的なものは永久磁石同期モータ(PMSM)で、3相正弦波電流で駆動されている。また、モータを駆動する制御方式としては、ベクトル制御と称する制御方式が良く使用されている。しかし、電動パワーステアリング装置の小型化の要望が強く、小型化に適したモータとしてブラシレスDCモータを用いる傾向にある。

【0003】

このような状況の下での従来の電動パワーステアリング装置用モータのベクトル制御方式を用いたモータ駆動制御装置について図8を用いて説明する。

【0004】

その構成はモータ1の電流を制御する電流指令値回路200の後に、指令値 I_{avref} 、 I_{bvref} 、 I_{cvref} とモータ電流 I_a 、 I_b 、 I_c との誤差を検出する減算器20-1、20-2、20-3、そして、その誤差信号を入力とするPI制御回路21、PWM制御回路30、インバータ31を介してモータ1に至る主経路が構成されている。インバータ31とモータ1の間にはモータ電流 I_a 、 I_b 、 I_c を検出する電流検出路32-1、32-2、32-3が配され、検出されたモータ電流が減算器20-1、20-2、20-3へフィードバックされるフィードバック制御の構成となっている。

【0005】

次に、電流指令値回路200について説明する。まず、その入力に関して、図示しないトルクセンサーで検出されたトルクから算出された指令値 T_{ref} とレ

ゾルバなどの位置検出器11で検出されたモータのロータ位置を示すロータの回転角度 θ_e と微分回路24で演算された電気角速度 ω_e を入力としている。ここで機械角速度であるモータの角速度 ω_m と電気角速度 ω_e とは $\omega_m = \omega_e / P$ の関係にある。ただし、 P はモータ1の極対数である。よって、この場合、角速度検出回路は位置検出器11と微分回路24とで構成されていることになる。そして、電気角速度 ω_e とロータの回転角度 θ_e を入力とし、換算回路101で逆起電圧 e_a, e_b, e_c を算出する。次に、3相/2相変換回路102でd軸、q軸成分である e_d, e_q に変換し、それを入力としてq'軸指令電流算出回路108でq軸の電流指令値 I_{qref} が算出される。ただし、この場合、d軸の電流指令値 $I_{dref} = 0$ として演算される。即ち、モータの出力方程式において

$$T_{ref} \times \omega_m = 3/2 (e_d \times I_d + e_q \times I_q),$$

$I_d = I_{dref} = 0$ を入力すると、

$$I_q = I_{qref} = 2/3 (T_{ref} \times \omega_m / e_q)$$

として算出される。電流指令値 $I_{avref}, I_{bvref}, I_{cvref}$ はこの I_{qref} と後で詳細に説明する進角制御の角度 Φ に基づいて算出される。即ち、進角算出回路107で算出された角度 Φ と I_{qref} を入力として2相/3相変換回路104にて電流指令値 $I_{avref}, I_{bvref}, I_{cvref}$ が算出される。

【0006】

ここで Φ の関数として

【数1】

$$\Phi = a \cos (\omega_b / \omega_m)$$

或いは

【数2】

$$\Phi = K (1 - (\omega_b / \omega_m))$$

などの関数が経験的に用いられる。なお、モータのベース角速度 ω_b とは、弱め界磁制御を用いずにモータを駆動させた際のモータの限界角速度である。

【0007】

【特許文献1】

米国特許第5677605号明細書（請求項1（d）、Fig. 6, Fig. 9）

【0008】

【非特許文献1】

シー、シー、チャン（C. C. Chan et al）、電気自動車用新型永久磁石モータ駆動（Novel Permanent Magnet Motor Drives for Electric Vehicles）、IEEE Transaction on Industrial Electronics Vol 43 No. 2、April 1996 page 335 Fig. 5

【0009】

【発明が解決しようとする課題】

ところで、進角制御により弱め界磁制御を開始する判断は、上述した数1の式である $\phi = a \cos(\omega_b / \omega_m)$ などを利用して、モータ1の検出速度であるモータの角速度 ω_m がベース角速度 ω_b より大きくなれば、進角制御の実行を開始するという手順を取っている。しかし、ここで検出された角速度 ω_m には、ロータの位置検出器の一例であるレゾルバやエンコーダの検出誤差が含まれている。さらに、最近では、ロータの位置検出を安価にするため、ホールセンサを利用した位置検出器が利用され、レゾルバなどに比べ、より大きい誤差を含む可能性が大きくなってきている。

【0010】

その結果、本来、すでに、弱め界磁制御を実行する必要があるのに、ロータの位置検出器の検出誤差やモータ駆動制御装置の制御処理の途中で発生する計算誤差などにより、弱め界磁制御が実行されない場合がある。そのため、高速回転時に、モータ端子電圧が飽和して電流指令値にモータ電流が追従できず、トルクリップルが大きくなったり、モータ騒音も大きくなり、電動パワーステアリング装置としては、急速なハンドル操舵時に、ハンドルを通して異常な振動を感じたり

、モータ騒音を引起し運転手に不快感を与えたりして好ましくなかった。

【0011】

さらに、ロータの位置検出に、レゾルバやエンコーダと比較して低価格であるホールセンサを用いるとロータの回転が低速になった時に、モータの角速度 ω_m やロータの回転角度 θ_e が正しく検出できないために、トルクリップルの少ないベクトル制御を用いることができないという問題があった。

【0012】

よって、本発明は、上述のような事情から成されたものであり、本発明の目的は、ロータの位置検出機器の検出誤差やモータ駆動制御装置の制御計算誤差などがあっても、モータの高速回転時にモータ端子電圧が飽和を起こす前に、弱め界磁制御に切替えられ、よってトルクリップルが小さく、モータ騒音も小さい、また、電動パワーステアリング装置にあっては、ハンドルの急速な操舵時にも、騒音も小さく、ハンドル操作が滑らかに追従できるモータ駆動制御装置および電動パワーステアリング装置を提供することにある。

【0013】

また、ロータの位置検出にホールセンサを用いても、ブラシレスDCモータのベクトル制御を可能とするモータ駆動制御装置および電動パワーステアリング装置を提供することにある。

【0014】

【課題を解決するための手段】

本発明は、モータをベクトル制御するためのd軸電流指令値 I_{dref} を算出するd軸指令電流算出回路と、q軸電流指令値 I_{qref} を算出するq軸指令電流算出回路と、少なくとも前記モータの角速度 ω_m を検出する角速度検出回路とを有するモータ駆動制御装置に関し、前記モータのベース角速度 ω_b に α （ただし $0 < \alpha < 1$ ）を乗した角速度（ $\alpha \times \omega_b$ ）より前記角速度 ω_m が高速である場合に、前記d軸電流指令値 I_{dref} は、前記モータのトルク指令値 T_{ref} および $\sin \phi$ の関数で求められ、前記 ϕ は前記角速度（ $\alpha \times \omega_b$ ）および前記 ω_m から導かれることによって達成される。

【0015】

また、前記角速度検出回路がホールセンサを構成要素とする場合、前記モータの角速度 ω_m および前記モータのロータ位置を算出する角速度検出回路と、前記角速度検出回路から算出されたモータの角速度 ω_m およびロータ位置に基づきベクトル制御するベクトル制御回路と、前記モータを矩形波制御する矩形波制御回路と、前記2つの制御回路を切り替えるための切替えスイッチと、前記切替えスイッチの切替えの判定基準となる設定角速度を有するレベル検出回路とを有し、前記角速度検出回路から算出されたモータの角速度 ω_m が前記設定角速度より高速の時は、前記ベクトル制御回路で制御し、前記設定角速度より低速の時は、前記矩形波制御回路で制御するように前記切替えスイッチを切り替えて制御することによって達成され、また、前記モータが3以上の相を有するブラシレスDCモータであることによって、また、前記ブラシレスDCモータのモータ電流が台形波電流であることによって達成される。

【0016】

【発明の実施の形態】

以下、図面を参照しながら、第1の発明の実施形態を説明する。

【0017】

実施形態では、3相ブラシレスDCモータに適用した場合を例として説明するが、本発明はこれに限定されるものではなく、他の種類のモータについても同様に本発明を適用することができる。

【0018】

図1において、本発明の実施例に係る3相ブラシレスDCモータ1は、円筒形のハウジング2と、このハウジング2の軸心に沿って配設され、軸受3a、3bにより回転自在に支持された回転軸4と、この回転軸4に固定されたモータ駆動用の永久磁石5と、この永久磁石5を包囲するようにハウジング2の内周面に固定され、かつ3相の励磁コイル6a、6bおよび6cが巻き付けられた固定子（以下、ステータという）6とを具備し、回転軸4および永久磁石5によって回転子（以下、ロータという）7を構成している。このロータ7の回転軸4の一端近

傍には、位相検出用のリング状永久磁石 8 が固定され、この永久磁石は、周方向に等間隔で交互に S 極と N 極に着磁されている。

【0019】

ハウジング 2 内の軸受 3 b が配設された側の端面には、ステータ 9 を介して、リング状の薄板からなる支持基板 10 が配設されている。この支持基板 10 には、永久磁石 8 に対向するように、レゾルバやエンコーダなどのロータの位置検出器 11 が固定されている。なお、ロータの位置検出器 11 は、図 2 に示すように、実際には励磁コイル 6 a ~ 6 c の駆動タイミングに対応して周方向に適宜離間し角で 120 度ずつ離隔して取り囲むように配設され、各励磁コイル 6 a ~ 6 c のコイル抵抗はすべて等しくなるようになっている。

【0020】

また、ロータの位置検出器 11 は、対向する永久磁石 8 の磁極に応じて位置検出信号を出力するようになっている。これらのロータ位置検出器 11 の出力は、永久磁石 8 の磁極によって変化することを利用して、ロータ 7 の回転位置を検知するようになっている。この回転位置に応じて、後述するベクトル制御回路 10 が、3 相励磁コイル 6 a ~ 6 c に対して 2 相同時に通電しながら、励磁コイル 6 a ~ 6 c を 1 相ずつ順次切り換える 2 相励磁方式によって、ロータ 7 を回転駆動させるようになっている。

【0021】

そして、モータ 1 の駆動制御は、モータ電流として台形波電流を用いて制御する。

【0022】

ここで、台形波電流で制御するのは、正弦波電流と比較すると、電流ピーク値が同じであれば、台形波電流の方が実効値が大きくなるため、大きな出力値（パワー）を得ることができる。その結果、同性能のモータを製作する場合、モータ電流として台形波電流を用いた方が、モータの小型化を図れるという長所がある。その反面、台形波電流による制御は、正弦波電流による制御に比べて、トルクリップルを小さくするのが困難であるという短所がある。しかし、特願 2002

−345135で開示された発明の制御方式を用いれば、トルクリップルを小さくできることが知られている。

【0023】

モータ駆動制御装置は、図3に示すように、ベクトル制御回路100と、ベクトル制御回路100からの信号 I_{avref} 、 I_{bvref} 、 I_{cvref} とモータ相電流 I_a 、 I_b 、 I_c とに基づいて各相電流誤差を求める減算器20-1、20-2、20-3および比例積分制御を行うPI制御回路21とを備え、PWM制御部30のPWM制御によってインバータ31からモータ1に各相指令電流が供給され、モータ1の回転駆動を制御するようになっている。

【0024】

なお、実施例では、前記モータの各相の相電流指令値 I_{avref} 、 I_{bvref} 、 I_{cvref} とモータ相電流 I_a 、 I_b 、 I_c とから各相電流誤差を求める減算器20-1、20-2、20-3とその各相電流誤差を入力とするPI制御部21から構成されている。また、インバータ31とモータ1との間に、モータ電流検出回路として電流検出器32-1、32-2、32-3が配され、該電流検出器32-1、32-2、32-3で検出したモータの各相電流 I_a 、 I_b 、 I_c を減算器20-1、20-2、20-3に供給するフィードバック回路Bが形成されている。

【0025】

そして、ベクトル制御回路100は、各相逆起電圧算出回路としての換算回路101と、d、q電圧算出回路としての3相/2相変換回路102と、 I_{qref} を算出するq軸指令電流算出回路103と、各相電流指令算出回路としての2相/3相変換回路104と、 I_{dref} を算出するd軸指令電流算出回路105とトルク指令値 T_{ref} から該モータのベース角速度 ω_b を換算する換算回路106とを備え、レゾルバなどのロータ位置検出器11によって検出されたロータ7の回転角度 θ_e と、該回転角度 θ_e を微分回路24で算出した電気角速度 ω_e とからなるロータ位置検出信号と、図示しないトルクセンサで検出されたトルクに基づいて決定されたトルク指令値 T_{ref} とを受け、ベクトル制御による相指令値信号を算出するようになっている。角速度検出回路の出力である ω_m は電気

角速度 ω_e をモータの極対数 P で除すれば、 $\omega_m = \omega_e / P$ として算出できる。

【0026】

この構成を基に、モータ 1 の駆動制御は以下のように行われる。

【0027】

まず、ベクトル制御回路 100 で、ロータの回転角度 θ_e と電気角速度 ω_e とを受け、換算回路 101 の換算表に基づいて、各相の逆起電圧 e_a 、 e_b 、 e_c が算出される。次に、逆起電圧 e_a 、 e_b 、 e_c は、 $d-q$ 電圧算出回路としての 3 相/2 相変換回路 102 で、数 3 および数 4 の式に基づいて、 d 、 q 成分の e_d 、 e_q に変換される。

【0028】

【数 3】

$$\begin{bmatrix} e_d \\ e_q \end{bmatrix} = C1 \begin{bmatrix} e_a \\ e_b \\ e_c \end{bmatrix}$$

【数 4】

$$C1 = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} -\cos(\theta_e) & -\cos(\theta_e - 2\pi/3) & -\cos(\theta_e + 2\pi/3) \\ \sin(\theta_e) & \sin(\theta_e - 2\pi/3) & \sin(\theta_e + 2\pi/3) \end{bmatrix}$$

つぎに、本発明の重要なポイントである弱め界磁制御に関する d 軸指令電流算出回路 105 で求められる I_{dref} については、後で詳細に説明する。ここでは d 軸指令電流算出回路 105 の中は説明せず、図 3 に示すモータ駆動制御装置の全体の基本的な作用を先に説明する。

【0029】

I_{dref} がd軸指令電流算出回路105で算出されると、q軸電流 I_{qref} は、q軸指令電流算出回路103によって、 e_d 、 e_q 、 ω_e および I_{dref} を入力として、数5で示すモータ出力方程式に基づいて算出される。すなわち、モータ出力方程式は

【数5】

$$T_{ref} \times \omega_m = 3/2 (e_d \times I_d + e_q \times I_q)$$

であるから、ここで、 $I_d = I_{dref}$ 、 $I_q = I_{qref}$ を代入すると

【数6】

$$I_{qref} = 2/3 (T_{ref} \times \omega_m - e_d \times I_{dref}) / e_q$$

となる。数6の式で表わされるように I_{qref} は、モータの出力は電力に相当するというモータの出力方程式から導びかれているため、即座に演算ができる。また、必要なトルク T_{ref} を得るための I_{dref} とバランスのとれた最適な I_{qref} が演算される。従って、モータの高速回転時にも、モータの端子電圧が飽和せず、トルクリップルを最小にする制御が可能となる。

【0030】

この電流指令値 I_{dref} 、 I_{qref} は、各相電流指令値算出回路としての2相/3相変換回路104で、各相の電流指令値 I_{avref} 、 I_{bvref} 、 I_{cvref} に変換される。即ち数7の式のごとく表わされる。ここで、添え字は、例えば I_{avref} の $avref$ は、ベクトル制御によって決定されたa相の電流指令値が表わされる。なお、行列式C2は数8に示すようにモータの回転角度 θ_e によって決定される定数である。

【0031】**【数7】**

$$\begin{bmatrix} I_{avref} \\ I_{bvref} \\ I_{cvref} \end{bmatrix} = C2 \begin{bmatrix} I_{dref} \\ I_{qref} \end{bmatrix}$$

【数8】

$$C2 = \begin{bmatrix} -\cos(\theta e) & \sin(\theta e) \\ -\cos(\theta e - 2\pi/3) & \sin(\theta e - 2\pi/3) \\ -\cos(\theta e + 2\pi/3) & \sin(\theta e + 2\pi/3) \end{bmatrix}$$

本発明では上記で示したように I_{dref} および I_{qref} を入力として2相/3相変換回路104で電流指令値 I_{avref} , I_{bvref} , I_{cvref} を算出する。つぎに、電流検出器32-1, 32-2, 32-3で検出されたモータの各相電流 I_a , I_b , I_c と電流指令値 I_{avref} , I_{bvref} , I_{cvref} を減算器20-1, 20-2, 20-3で引き算を実施し、各々の誤差を算出する。次に、各相電流の誤差をPI制御回路21で制御してインバータ31の指令値、即ちPWM制御回路30のデューティを表わす電圧値 V_a , V_b , V_c が算出され、その値に基づいてPWM制御回路30がインバータ31をPWM制御し、モータ1は駆動され、所望のトルクが発生する。

【0032】

なお、本実施例で用いているモータ駆動制御装置の制御方式は、このベクトル制御回路100において、ベクトル制御の優れた特性を利用してベクトル制御d、q成分の電流指令値を決定した後、この電流指令値を各相電流指令値に変換するとともに、フィードバック制御部でd、q制御ではなく、全て相制御で閉じるような構成にした。よって、電流指令値を算出する段階ではベクトル制御の理論を利用しているので、本制御方式を、ベクトル制御の一種であるが、以下、擬似ベクトル制御 (Pseudo Vector Control。以下、PVC制御と記す) と呼ぶ。

【0033】

以上がモータ駆動制御装置の基本的な動作の説明である。

【0034】

以下、本発明の重要なポイントである I_{dref} の算出の特徴について図4を

用いて詳しく説明する。

【0035】

まず、従来の方式による I_{dref} の求め方を表現すると、数9のような式になる。

【0036】

【数9】

$$I_{dref} = -|T_{ref}/K_t| \sin(\arccos(\omega_b/\omega_m))$$

そして、 $I_{dref} = 0$ の場合は弱め界磁制御は動作しておらず、 $I_{dref} \neq 0$ つまり I_{dref} が値をもつと弱め界磁制御が実行される。

【0037】

この弱め界磁制御の開始停止の切替えは数9の式の $\arccos(\omega_b/\omega_m)$ によって決定される。例えば、モータの回転速度が高速回転でない、つまり、 ω_m が ω_b より低速時の場合は、 $\omega_m < \omega_b$ となるので $\arccos(\omega_b/\omega_m) = 0$ となり、よって $I_{dref} = 0$ となる。しかし、高速回転時、つまり、 ω_m が ω_b より高速になると、 I_{dref} の値が負になり、弱め界磁制御を始める。

【0038】

そして、数9の式を用いる場合は、モータ1の角速度 ω_m が、正しく検出され、ベース角速度 ω_b が正しく算出されていなければ弱め界磁制御の開始、停止の切替えが正しく実行されない。つまり、上述した誤差などにより、弱め界磁制御が必要なのに、弱め界磁制御が実行されずトルクリップルが大きくなって、ハンドル操作に違和感が感じられたりする不具合が発生する。

【0039】

そこで、本発明では、 ω_m や ω_b に多少誤差があっても、モータの端子電圧が飽和する前に、弱め界磁制御が確実に実行されるように、ベース角速度 ω_b の値を小さくする新たなベース角速度である角速度 ($\alpha \times \omega_b$) という考えを導入した。ただし、 α は $0 < \alpha < 1$ である。

【0040】

この作用を考慮して数9の式を変更した本発明による I_{dref} 算出の式は下記の数10のように表わされる。

【0041】

【数10】

$$I_{dref} = -|T_{ref}/K_t| \sin(\arccos(\alpha \times \omega_b / \omega_m))$$

この数10で表わされた I_{dref} を算出するための制御ブロック図が図4である。

【0042】

d軸電流 I_{dref} は、 ω_b 、 ω_e 、および T_{ref} を入力として、 I_{dref} 算出回路105で求められる。ここで、 K_t はトルク係数である。まず、 ω_b はモータのベース角速度で、トルク指令値 T_{ref} を入力として換算回路106で求めている。次に、本発明のポイントである角速度 $(\alpha \times \omega_b)$ を掛け算器105gで ω_b を入力にして α 倍して $(\alpha \times \omega_b)$ として出力している。

【0043】

一方、モータの電気角速度 ω_e から機械角算出回路105aによって、モータの機械角速度 $\omega_m (= \omega_e / P)$ を算出する。ただし、 P はモータの極対数である。次に角度 ϕ を \arccos 算出回路105cで $\phi = \arccos(\alpha \times \omega_b / \omega_m)$ として算出する。さらに、 \sin 算出回路105cで $\sin \phi$ を求める。一方、トルク係数回路105dで $I_{qb} = T_{ref} / K_t$ を求め、絶対値回路105eで $|I_{qb}|$ を求め、掛算器105fで (-1) 倍して、

【数11】

$$I_{dref} = -|I_{qb}| \times \sin(\arccos(\alpha \times \omega_b / \omega_m))$$

が算出され、d軸指令電流算出回路105の出力となる。なお、数10と数11は同一である。

【0044】

ここで、数11の $\arccos(\alpha \times \omega_b / \omega_m)$ の項に着目すると、 $(\alpha \times \omega_b)$ が ω_m より大きい、つまりモータの回転が低速回転の場合は $I_{dref} = 0$ で弱め界磁制御は実行されない。ところが、角速度 ω_m が角速度 $(\alpha \times \omega_b)$ より大きい、つまりモータの回転が高速回転の場合は $I_{dref} \neq 0$ 、つまり I_{dref} の値が負になり、弱め界磁制御が実行される。

【0045】

以上説明した本発明の $I d r e f$ 算出の制御による効果を示すために、図5に本発明（数11）による弱め界磁制御の領域と従来の方式（数9）による弱め界磁制御の領域を示す。本発明の弱め界磁制御の切替は境界線Bで切り替わる。一方、従来の制御方式の弱め界磁制御は境界線Aで切り替わる。図5から明らかのように、 ωb に α を乗ずる作用によって本発明の弱め界磁制御の開始が従来の方式ではまだ開始してされていない領域でも弱め界磁制御が開始される。

【0046】

この二つの境界線を比較すると、本発明の弱め界磁制御は理想の場合に比べ、早めに弱め界磁制御に切り替わっていることがわかる。よって、ロータの位置検出が多少誤差を含んでいても、又はモータ駆動制御装置の制御計算に多少誤差があっても弱め界磁制御が確実に実行される。

【0047】

ここで、多少の誤差と表現したが、この誤差の度合いにより上述した α の値が変更する。誤差が小さい場合は、 α は限りなく1に近くなり、誤差が大きい場合は、 α は0に近い値を取るようになる。例えば、エンコーダやレゾルバの場合、 $\alpha = 0.95$ であれば、ホールセンサの場合は、 $\alpha = 0.9$ のようなことになる。 α が0に近い値になるほど弱め界磁制御を含む領域が狭くなるので、なるべく検出誤差や計算誤差を小さくして α が1に近くなることが好ましい。

【0048】

なお、上記実施例では角速度検出回路の構成部品である位置検出器11にレゾルバを用いた実施例について説明したがレゾルバより低価格であるホールセンサを用いても同じ効果が得られる。

【0049】

次に、第2の発明であるロータ7の角速度検出回路に安価なホールセンサを用いてモータのPVC制御を可能とするモータ駆動制御装置の実施例について説明する。第1の発明でロータ7の角速度検出回路に精度の良いレゾルバやエンコーダを用いた場合はロータ7の回転が低速でも電気角速度 ωe やロータの回転角度 θe を正しく検出できるので低回転速度でもモータをPVC制御も用いて正しく制御できる。しかし、角速度検出回路にホールセンサを用いるとロータ7が回転

速度が低速になるとホールセンサの単位時間あたりのサンプリング数が少なくなるので、電気角速度 ω_e やロータの回転角度 θ_e を正しく検出できなくなり、PVC制御を正しく実行できなくなる。

【0050】

そこで、ロータ7の回転が低速になった時は、PVC制御ではなく、電気角速度 ω_e やロータの回転角度 θ_e を必要としない矩形波制御に切り替えて制御すれば、ホールセンサを用いても、ロータの低回転速度領域以外では、第1の発明の効果を享受しつつ、PVC制御を可能し、低回転速度領域では矩形波制御とするモータ駆動制御装置を提供できる。

【0051】

以下、図6を用いて、第2の発明の実施例について説明する。

【0052】

第2の発明では角速度検出回路がホールセンサ48-1, 48-2, 48-3及び位置推定回路41から構成されている。位置推定回路41の出力として、モータの回転速度としての電気角速度 ω_e やモータのロータ位置としての回転角度 θ_e が出力される。なお、位置推定回路41は従来より色々提案されており、その回路の詳細については、例えば、特開2002-272163などに記載されている。

【0053】

次に、ロータの回転が低速になり、位置推定回路41の出力である電気角速度 ω_e や回転角度 θ_e の精度が悪くなりベクトル制御回路100が正しく作用しなくなった時に、替わりの制御回路として用いる矩形波制御回路45がトルク指令値 T_{ref} とホールセンサ48-1, 48-2, 48-3からの信号を入力として配されている。矩形波制御回路45は従来より良く知られており、例えば特願2001-168151にも記載されている。そして、矩形波制御の特徴として、図6に示すようにホールセンサ信号を直接用い、ロータの位置推定を必要としないので、ホールセンサ48-1, 48-2, 48-3および位置推定回路41の検出誤差が大きくなっても矩形波制御に問題はない。

【0054】

最後に、PVC制御と矩形波制御を切り替えるための切替えスイッチ44と切替えの角速度を判定するヒステリシス特性付きのレベル検出回路42およびヒステリシスの角速度を設定する設定器43-1, 43-2が配されている。

【0055】

なお、レベル検出回路42にヒステリシス特性を持たせた理由は、切替え角速度が一つの場合、その角速度付近でベクトル制御と矩形波制御が頻繁に切替り、ハンドル操作に違和感を生じさせる可能性がある。そこで、このような好ましくない現象を避けるために切替えにヒステリシスを利用し、モータ回転速度が低速から高速へ変化する場合の切替え角速度N1と高速から低速へ変化する切替え角速度N2の2種類の設定角速度を設ければ、上記のようなチャタリング現象は避けることができる。

【0056】

一例として、設定器43-1の設定角速度N1=500rpm、および設定器43-2の設定角速度N2=650rpmと設定する。なお、位置推定回路41の出力にはリップルが含まれているので、リップルを除去するためのローパスフィルタ（以下、LPFと記す。）49が位置推定回路41とレベル検出回路42との間に配されている。そして、レベル検出回路42の判断によって切り替わる切替えスイッチ44が電流制御回路46への入力としてベクトル制御回路100と矩形波制御回路45を選択する位置に配されている。

【0057】

このような構成におけるベクトル制御回路100と矩形波制御回路45の切替え制御の動作について説明する。

【0058】

まず、モータ1が高速回転、例えば2000rpmから400rpmへ回転速度を落としていく場合について説明する。この場合、ホールセンサ48-1、48-2, 48-3から検出されたホール信号は位置推定回路41に入力され、ヒステリシスを持ったレベル検出回路42において判定される際に、まず、回転速度が落ちてくる場合には、650rpmを表わすN1では判定されずに、設定回路43-2が示すN2、つまり500rpmより低速になるとレベル検出回路4

2-2は切り返すスイッチ44を切替え、電流制御回路46をベクトル制御回路100から矩形波制御回路45へ切り替える。モータ1の低速回転時は、矩形波制御回路で制御しても、上述したようにモータのトルクは正しく制御できる。

【0059】

次に、低速回転から高速回転に向かう場合、例えば400rpmから2000rpmへ回転速度が上昇する場合は、レベル検出回路42は先ほど用いた回転速度N2、つまり500rpmではなく、設定回路43-1が示すN1である650rpm以上になるレベル検出回路42-2は切替えスイッチ44を切り替え、電流制御回路46が矩形波制御回路45からベクトル制御回路100へ入力を切り替えるようにする。650rpm以上であれば、位置推定回路41は充分正しい回転角度 θ_e と電気角速度 ω_e を検出できるのでベクトル制御回路100の電流指令値 I_{avref} , I_{bvref} , I_{cvref} に基づき制御してもモータのトルク制御を正しく制御できる。

【0060】

以上説明した第2の発明と、先ほど説明した第1の発明を組み合わせた場合のモータの回転速度および出力トルクに対するモータの制御方式の関係を図7に示す。図7において、第2の発明の効果により、モータが高速回転から低速回転になると境界C2 ($N2 = 500 \text{ rpm}$)でPVC制御から矩形波制御に切り替わり、再び低速回転から高速回転になると境界線C1 ($N1 = 650 \text{ rpm}$)で矩形波制御からPVC制御に切り替わる。さらに高速回転になると第1の発明の効果で、境界線BでPVC制御（弱め界磁制御無し）からPVC制御（弱め界磁制御有り）へと切り替わり高速回転でもトルクリップルの少ないPVC制御を実現できる。

【0061】

つまり、第1の発明と第2の発明とを組み合わせることにより、ブラシレスDCモータ（矩形波モータ）とホールセンサの組み合わせであっても、モータの低速回転時には矩形波制御を、中速回転時にはPVC制御を、高速回転時にはPVC制御（弱め界磁制御）を選択するハイブリッド構成とすることにより、これまで矩形波モータでは不可能であった高速回転時における低トルクリップルの制御

が可能になった。

【0062】

なお、上記の実施例で切替えスイッチの切替えに設定角速度を二つにしてヒステリシス特性を用いたが、切替えのための設定角速度を一つにしてもベクトル制御と矩形波制御の頻繁な切替えを除けば、同様な効果を得られることは言うまでもない。

【0063】

また、第1の発明および第2の発明の実施例では相電圧 e_a , e_b , e_c を用いたが、線間電圧 e_{ab} , $-e_{bc}$, e_{ca} などに換算して制御しても同じ効果を得られる。

【0064】

【発明の効果】

以上、説明したように、本発明を用いれば、ロータの位置検出の誤差やモータ駆動制御装置の制御計算誤差があっても、モータの高速回転時にモータ端子電圧が飽和することがなく、弱め界磁制御を開始することによって、トルクリップルが少なく、またモータ騒音が小さい制御ができるモータ駆動制御装置を提供でき、さらに、電動パワーステアリング装置にあつては、ハンドルの急速操舵にも滑らかに追隨してハンドル操作に違和感がなく、騒音の少ない電動パワーステアリング装置を提供できる。また、ブラシレスDCモータのロータの位置検出に安価なホールセンサを用いても、モータの低速回転時には矩形波制御を、中速回転時にはPVC制御を、高速回転時にはPVC制御（弱め界磁制御）を選択するハイブリッド構成とすることにより、これまで矩形波モータでは不可能であつた高速回転時における低トルクリップルの制御が可能になる安価なモータ駆動制御を装置を提供でき、電動パワーステアリング装置にあつては、ハンドルの急速操舵にも滑らかに追隨してハンドル操作に違和感がなく、騒音の少ない安価な電動パワーステアリング装置を提供できる優れた効果がある。

【図面の簡単な説明】

【図 1】

本発明の制御対象であるブラシレスDCモータを示す図である。

【図 2】

ロータ位置検出の原理を示す図である。

【図 3】

第1の発明のブラシレスDCモータの基本制御ブロック図である。

【図 4】

第1の発明である弱め界磁制御の切替え境界と理想の切替え境界を表わす図である。

【図 5】

第1の発明の弱め界磁制御に係る I_{dref} 算出の制御ブロック図である。

【図 6】

第2の発明のブラシレスDCモータの基本制御ブロック図である。

【図 7】

第1の発明の弱め界磁制御に関する切替え境界と第2の発明の矩形波制御への切替え境界とを表わす図である。

【図 8】

従来の弱め界磁制御を実行する制御ブロック図である。

【符号の説明】

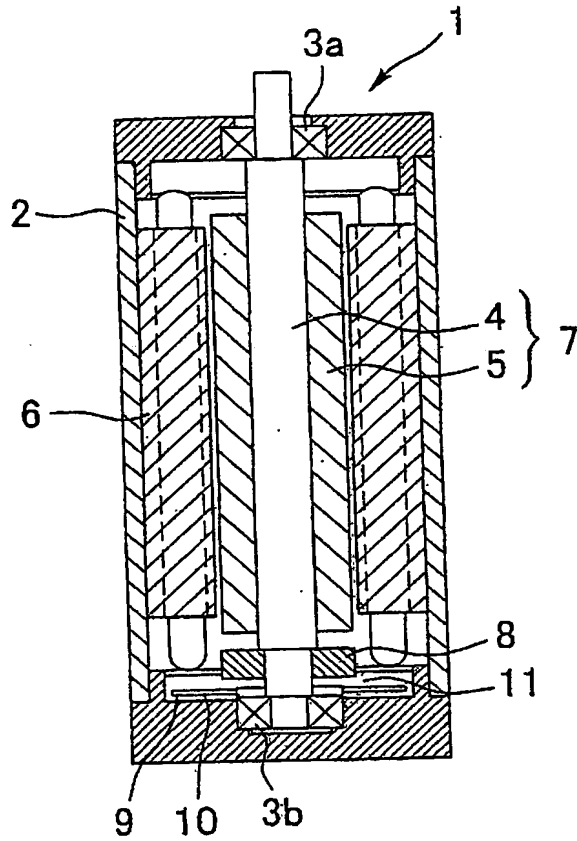
- 100 ベクトル制御回路
- 101 換算回路
- 102 3相/2相変換回路
- 103 q軸指令電流算出回路
- 104 2相/3相変換回路
- 105 d軸指令電流算出回路
- 105a 機械角算出回路
- 105b \cos 算出回路
- 105c \sin 算出回路

- 105 d トルク係数回路
- 105 e 絶対値回路
- 105 f 掛算器
- 105 g 掛算器
- 106 換算回路
- 20-1, 20-2, 20-3 減算器
- 21 PI制御回路
- 24 微分回路
- 30 PWM制御回路
- 31 インバータ
- 32-1, 32-2, 32-3 電流検出器
- 41 位置推定回路
- 42 レベル検出回路
- 43-1, 43-2 設定器
- 44 切替えスイッチ
- 45 矩形波制御回路
- 46 電流制御回路
- 47-2 2相/3相変換回路
- 47-1 3相/2相変換回路
- 48-1, 48-2, 48-3 ホールセンサ
- 49 ローパスフィルタ (LPF)
- 200 電流指令値回路
- 107 進角算出回路
- 108 q' 軸指令電流算出回路
- 1 モータ
- 2 ハウジング
- 3 軸受
- 4 回転軸
- 5 永久磁石

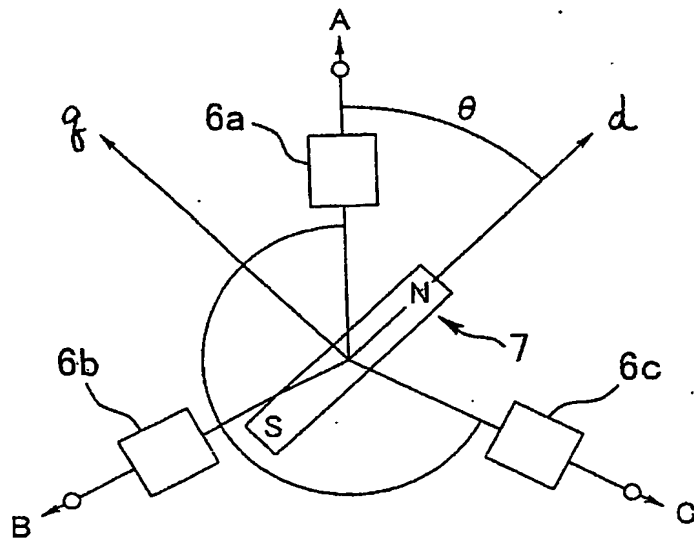
- 6 固定子
- 7 回転子
- 8 リング状永久磁石
- 9 ステータ
- 11 ロータ位置検出器

【書類名】 図面

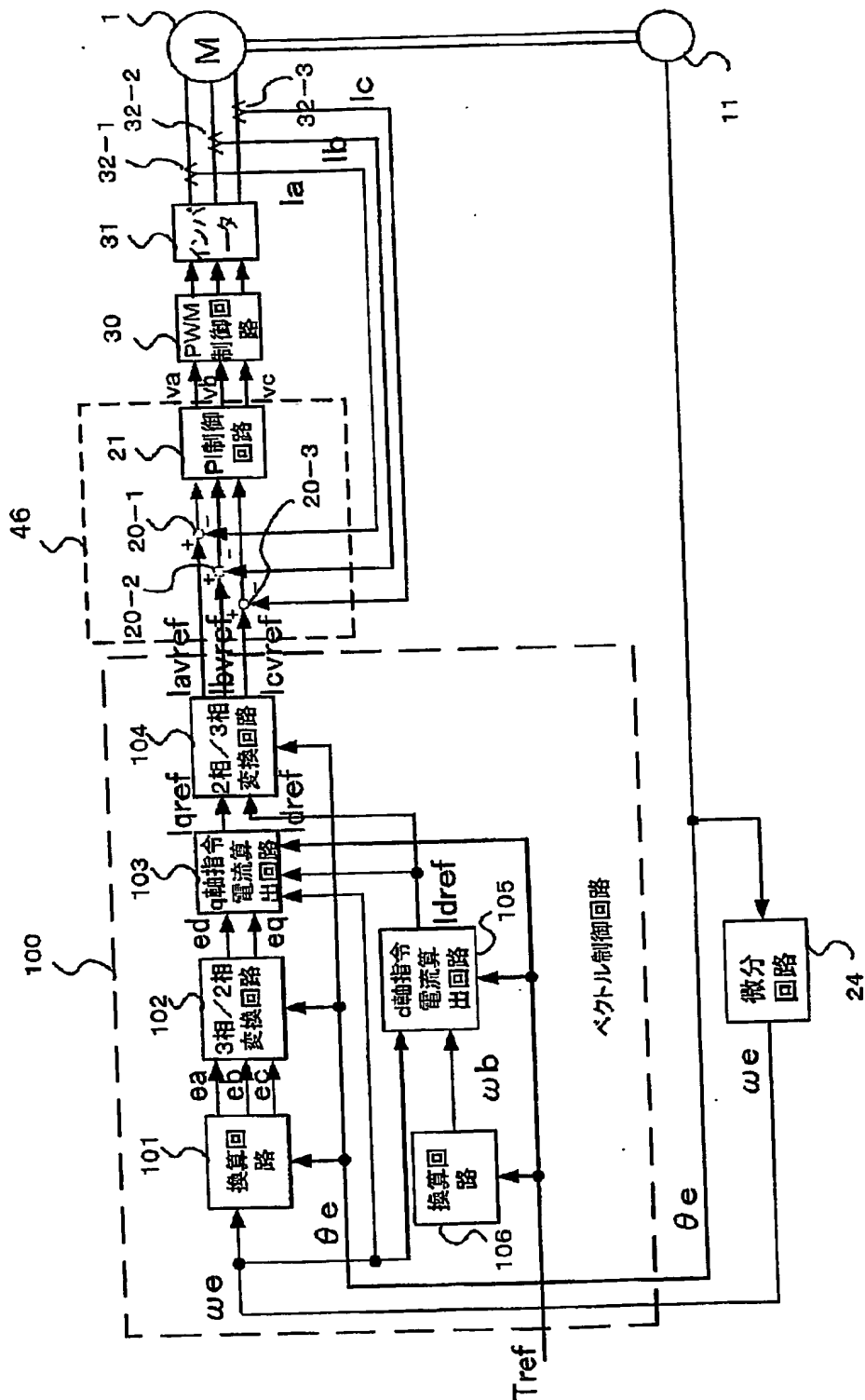
【図 1】



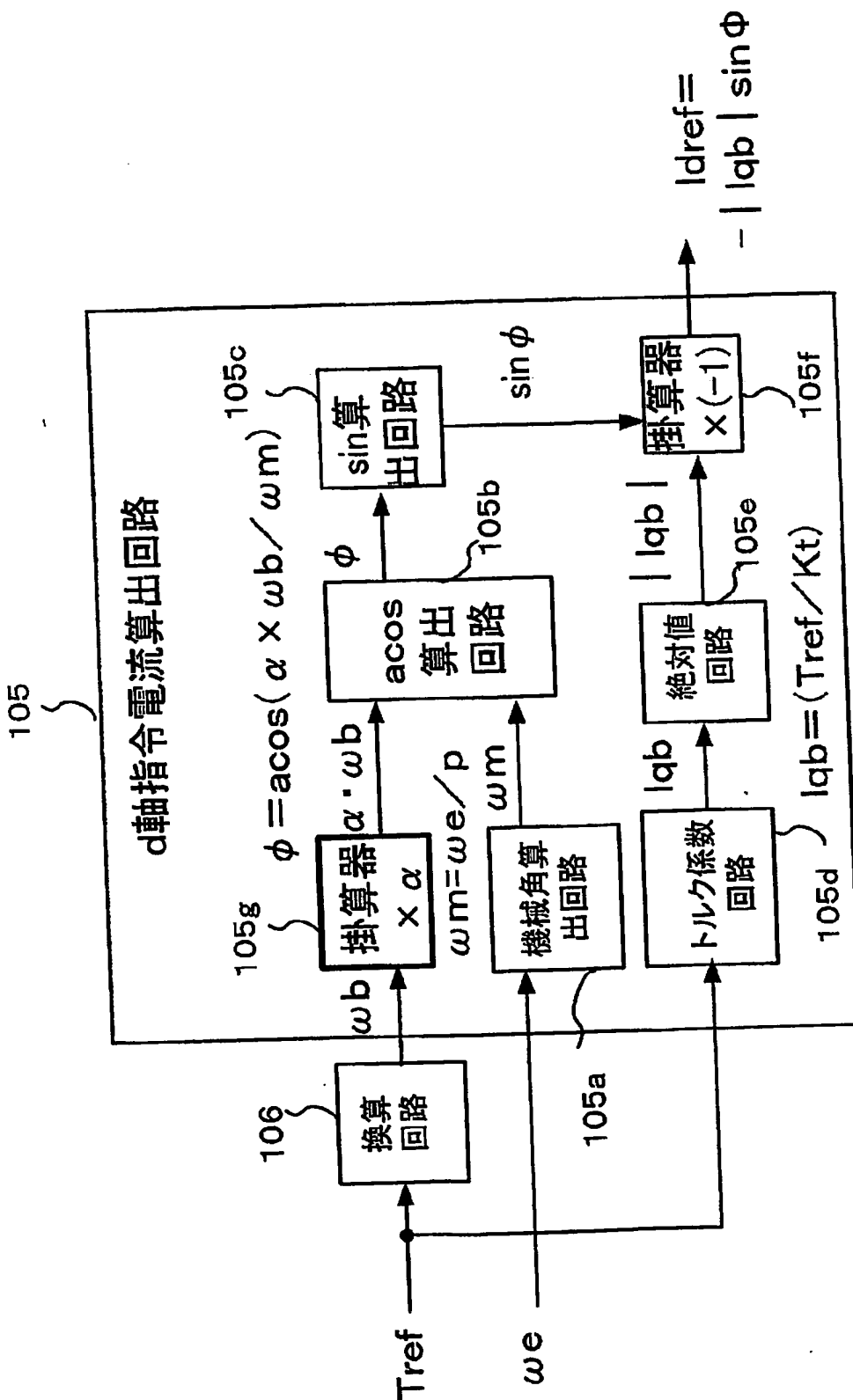
【図 2】



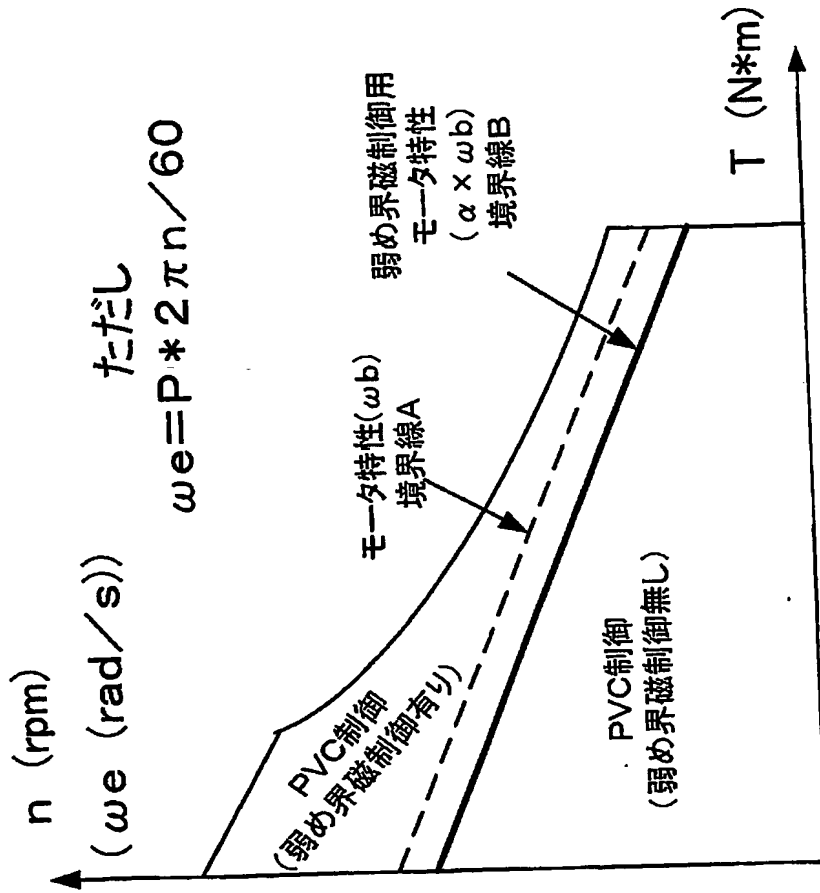
【図3】



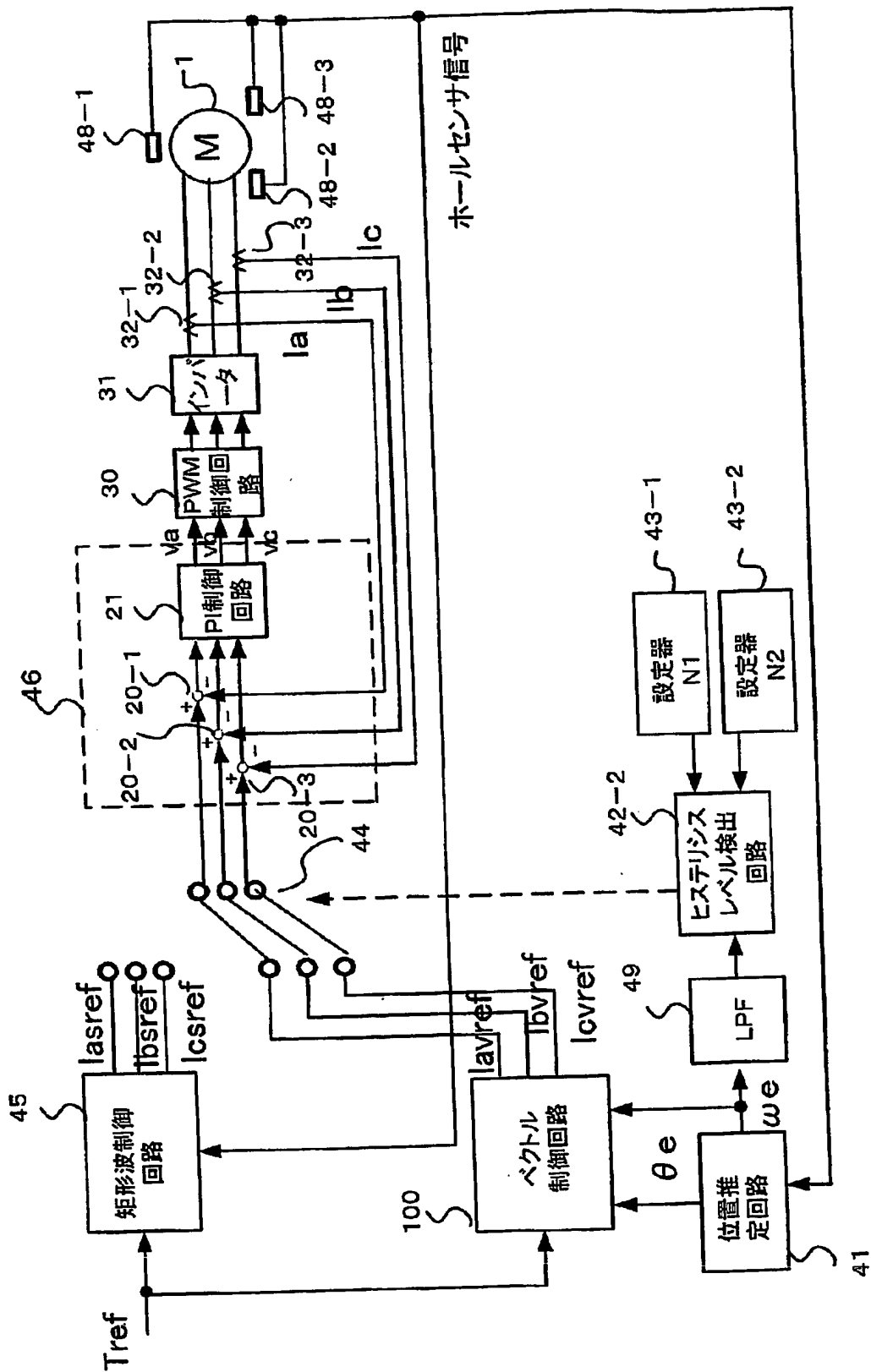
【図4】



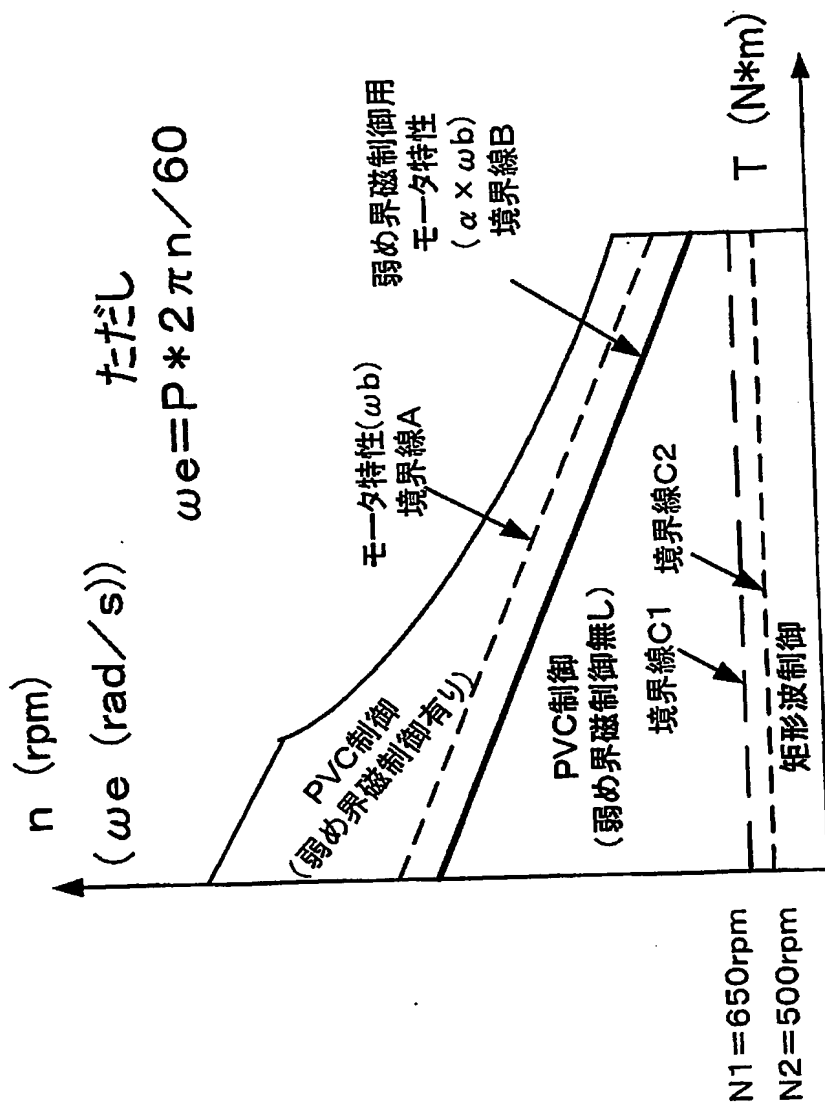
【図5】



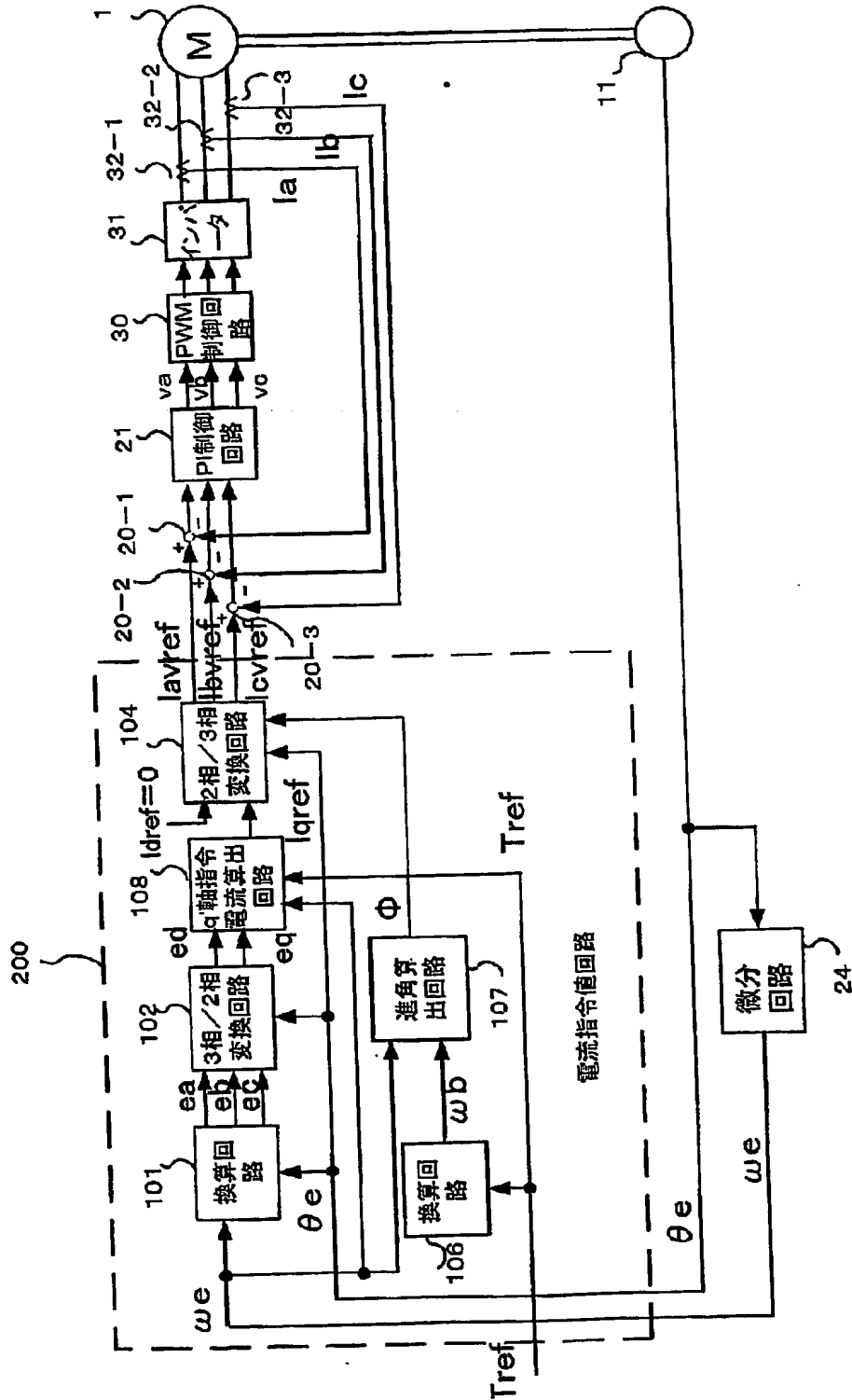
【図6】



【図 7】



【図 8】



【書類名】 要約書

【要約】

【課題】 モータ回転子の位置検出機器の検出誤差やモータ駆動制御装置の制御計算誤差などがあり、モータの高速回転時に、弱め界磁制御に正しく切替えられず、モータ端子電圧が飽和を起こし、その結果、モータのトルクリップルが大きくなり、モータ騒音も大きくなって好ましくない。

【解決手段】 モータ端子電圧の飽和を防ぐ弱め界磁制御の開始時期の判断基準であるモータのベース角速度 ω_b の替わりに、新たなベース角速度($\alpha \times \omega_b$)を導入して、位置検出回路の誤差などがあっても確実に弱め界磁制御を実行してモータ端子電圧の飽和を防止する。

【選択図】 図4

特願 2003-015740

出願人履歴情報

識別番号

[000004204]

1. 変更年月日

[変更理由]

住所
氏名

1990年 8月29日

新規登録

東京都品川区大崎1丁目6番3号

日本精工株式会社

特願 2003-015740

出願人履歴情報

識別番号

[302066629]

1. 変更年月日
[変更理由]

住 所
氏 名

2002年11月21日

新規登録

東京都品川区大崎1丁目6番3号

NSKステアリングシステムズ株式会社

**This Page is Inserted by IFW Indexing and Scanning
Operations and is not part of the Official Record**

BEST AVAILABLE IMAGES

Defective images within this document are accurate representations of the original documents submitted by the applicant.

Defects in the images include but are not limited to the items checked:

- ☒ BLACK BORDERS
- ☐ IMAGE CUT OFF AT TOP, BOTTOM OR SIDES
- ☒ FADED TEXT OR DRAWING
- ☐ BLURRED OR ILLEGIBLE TEXT OR DRAWING
- ☐ SKEWED/SLANTED IMAGES
- ☐ COLOR OR BLACK AND WHITE PHOTOGRAPHS
- ☐ GRAY SCALE DOCUMENTS
- ☐ LINES OR MARKS ON ORIGINAL DOCUMENT
- ☐ REFERENCE(S) OR EXHIBIT(S) SUBMITTED ARE POOR QUALITY
- ☐ OTHER: _____

IMAGES ARE BEST AVAILABLE COPY.

As rescanning these documents will not correct the image problems checked, please do not report these problems to the IFW Image Problem Mailbox.